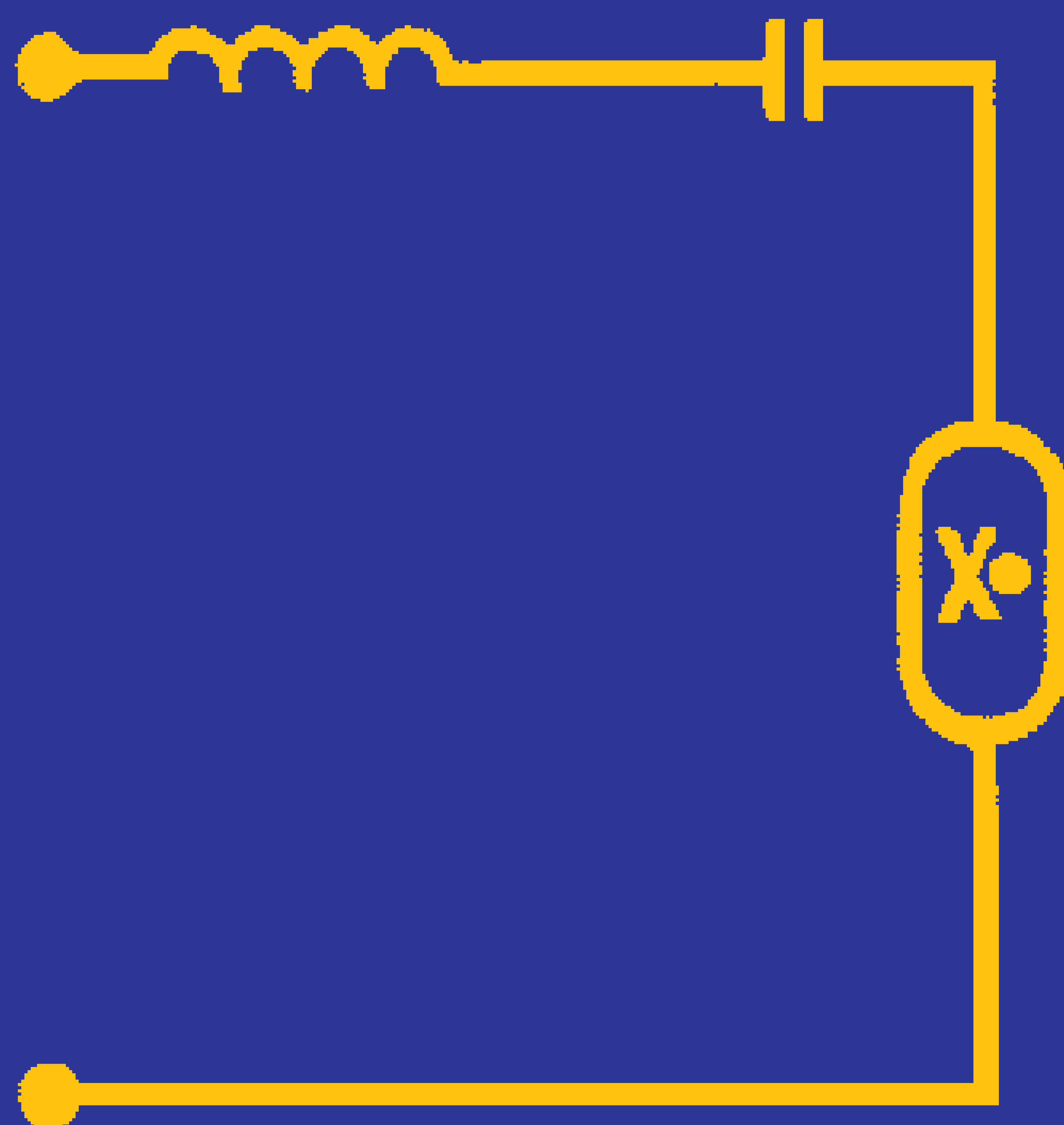


А. Е. КРАСНОПОЛЬСКИЙ
В. Б. СОКОЛОВ А. М. ТРОИЦКИЙ

ПУСКО- РЕГУЛИРУЮЩИЕ АППАРАТЫ для разрядных ламп



ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3	6.1. Оптимальные геометрические соотношения размеров дросселей	122
Основные условные обозначения	5	6.2. Учет ограничений по нелинейности характеристики дросселя	127
Глава первая. Схемы ПРА и задачи их расчета	7	6.3. Учет ограничений по потерям в дросселе	129
1.1. Классификация схем ПРА	7	6.4. Учет ограничений по температурному режиму дросселя	131
1.2. Классификация режимов и расчетных задач	13	6.5. Расчет дросселя при дополнительных ограничениях	134
1.3. Методы расчета схем ПРА	15	6.7. Метод конструктивного расчета трансформаторов и автотрансформаторов с рассеянием	139
Глава вторая. Вольт-амперные характеристики разрядных ламп	19	6.8. Определение коэффициентов m_x , n_x , ε_x с помощью ЭВМ	144
2.1. Общие положения	19	6.9. Конструктивный расчет дросселей с помощью ЭВМ	147
2.2. Статические и динамические характеристики разрядных ламп	20	6.10. Проектирование унифицированных размерно-параметрических рядов ПРА	150
2.3. Алгебраическая аппроксимация ВАХ разрядных ламп	24	Глава седьмая. Экспериментальное определение основных электрических, конструктивных и технологических коэффициентов ПРА	153
2.4. Дифференциальные математические модели электрических параметров разрядных ламп	30	7.1. Полупроводниковая модель разрядной лампы	153
Глава третья. Расчет схем ПРА с использованием принципа Штрауха	37	7.2. Интервальный метод измерения параметров плазмы газового разряда	157
3.1. Общие вопросы расчета цепей ПРА	37	7.3. Шум ПРА	162
3.2. Анализ индуктивного балласта	46	7.4. Экспериментальное определение основных конструктивных и технологических коэффициентов ПРА	168
3.3. Анализ индуктивно-емкостного балласта	51	Глава восьмая. Технология и оборудование для производства некоторых типов электромагнитных ПРА	173
3.4. Стабильность работы разрядных ламп	57	8.1. Основные технологические операции	173
3.5. Анализ аномальных режимов в цепях с разрядными лампами	62	8.2. Изготовление обмотки	174
3.6. Анализ нелинейных полупроводниковых и комбинированных ПРА	70	8.3. Изготовление магнитопровода	177
Глава четвертая. Расчет схем ПРА с использованием принципа дифференциальной аппроксимации электрических параметров разрядных ламп	79	8.4. Сборка	192
4.1. Анализ схем ПРА, работающих на промышленной частоте	79	8.5. Испытание и упаковка готовых ПРА	196
4.2. Анализ схем комбинированных ПРА	86	8.6. Робототехнологический комплекс изготовления ПРА	197
4.3. Анализ полупроводниковых ПРА с динамической стабилизацией режима	91	Список литературы	202
Глава пятая. Магнитные системы электромагнитных и полупроводниковых ПРА	102		
5.1. Типы магнитных систем и материалы магнитопроводов	102		
5.2. Динамика конструктивных и экономических показателей ПРА	111		
5.3. Показатели надежности магнитных систем ПРА	116		
Глава шестая. Конструктивный расчет магнитных систем ПРА	122		

Рецензент канд. техн. наук М. Е. Клыков

В настоящее время свыше 10% вырабатываемой в стране электрической энергии расходуется на цели освещения. Более 70% генерируемого светового потока создается экономичными разрядными источниками света, прежде всего ртутными лампами низкого и высокого давления.

Технические и экономические параметры разрядных ламп, светильников, облучателей, осветительных и облучательных установок существенно зависят от параметров пускорегулирующих аппаратов (ПРА), без которых не могут работать практически все разрядные лампы. Разрядный источник света и ПРА образуют единый комплект, элементы которого находятся в неразрывной взаимосвязи. Так, от параметров ПРА зависят световая отдача комплекта лампа — ПРА, срок службы лампы, габаритные размеры и стоимость светильника, затраты на осветительную установку и т. д.

Традиционные массовые электромагнитные ПРА рассеивают в виде тепла до 25% электрической энергии, потребляемой лампой. Ежегодно на производство ПРА расходуются дефицитная электротехническая сталь и обмоточный провод. В течение ряда лет проводились систематические исследования электромагнитных ПРА, направленные на снижение расхода электротехнических материалов и потерь. Разработка и внедрение новых серий в 11—12-й пятилетках позволили существенно повысить технико-экономические параметры ПРА массовых типов. Удельная материалоемкость наиболее массовых ПРА соответствует лучшим мировым аналогам. При традиционно используемых соотношениях электрических параметров разрядных источников света и питающей сети параметры электромагнитных ПРА близки к предельно возможным.

Однако массовый выпуск электромагнитных ПРА диктует экономическую целесообразность проведения научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по поиску новых схемных решений ПРА и по дальнейшему совершенствованию комплекта лампа — электромагнитный ПРА. Это необходимо, поскольку даже незначительное улучшение параметров обеспечивает при массовом производстве большой экономический эффект.

Наряду с совершенствованием электромагнитных ПРА в настоящее время большое внимание уделяется проблеме создания полупроводниковых ПРА, обеспечивающих высокий КПД (85% и выше), существенное снижение расхода электротехнической стали и обмоточного провода, повышение световой отдачи ламп, снижение акустического шума и т. д.

Краснопольский А. Е. и др.

К78 Пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп / А. Е. Краснопольский, В. Б. Соколов, А. М. Троицкий; Под общ. ред. А. Е. Краснопольского. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 208 с.: ил.

ISBN 5-283-00511-9

Рассматриваются схемы, конструкции и вопросы электро-технического расчета различных электромагнитных и полупроводниковых пускорегулирующих аппаратов (ПРА) для массовых и специальных источников излучения.

Для инженерно-технических работников, занимающихся применением и конструированием ПРА для разрядных ламп, расчетом и конструированием осветительных установок.

К 2302060000-348
051(01)-88 200-88

ББК 31.294

ISBN 5-283-00511-9

© Энергоатомиздат, 1988

Исследования в области полупроводниковых ПРА ведутся как у нас в стране, так и большинством крупных зарубежных электротехнических фирм, среди которых General Electric (США), Siemens и BBC (ФРГ), Mazda (Франция), Iwasaki (Япония) и др.

Разработка новых типов электромагнитных и полупроводниковых ПРА с улучшенными параметрами для широкой номенклатуры разрядных ламп осуществляется на основе методов расчета, учитывающих специфику работы разрядных ламп, светильников, облучателей и установок.

Основная задача, которую авторы ставили перед собой при написании этой книги, состоит в рассмотрении комплекса современных расчетных методов, являющихся теоретической базой при разработке, анализе и синтезе новых схем, конструкций и конструктивных серий ПРА как электромагнитного, так и полупроводникового типов. В книге не повторяются общеизвестные и широко распространенные методы расчета ПРА, вошедшие в государственные стандарты, рекомендации СЭВ, Публикации МЭК и другую документацию. Эти методы, а также схемные решения ПРА электромагнитного и полупроводникового типов, достаточно полно описаны в книге В. М. Скобелева, Е. И. Афанасьевой «Источники света и пускорегулирующая аппаратура» (М.: Энергоатомиздат, 1986) и в «Справочной книге по светотехнике» под редакцией Ю. Б. Айзенберга («Пускорегулирующие аппараты», М.: Энергоатомиздат, 1983. Разд. VI). Настоящая книга является дальнейшим их развитием, излагающим новые методы расчета, анализа схем и конструкций ПРА, измерения их параметров. Вместе с тем в ней сделана попытка обобщить накопленный опыт по расчету схем, разработке конструкций и технологии изготовления ПРА для разрядных ламп. Авторы надеются, что книга поможет в практической деятельности широкому кругу специалистов, занимающихся исследованием, разработкой и производством ПРА и применением разрядных ламп.

Работа над книгой распределялась следующим образом: предисловие, гл. 1 и § 3.3 написаны А. М. Троицким, гл. 2—4 (кроме § 3.3) и гл. 7 (кроме § 7.4)—А. Е. Краснополским, гл. 5, 8 и § 7.4—В. Б. Соколовым, гл. 6—А. Е. Краснополским и В. Б. Соколовым.

Авторы выражают благодарность канд. техн. наук М. Е. Клыкову, просмотревшему рукопись и сделавшему замечания, канд. техн. наук Б. В. Алампиеву, А. П. Дудовцеву и канд. техн. наук Н. Г. Тарасенко, любезно предоставившим авторам материалы по технологии производства электромагнитных ПРА, которые были использованы в книге.

Замечания и предложения авторы просят направлять в Энергоатомиздат по адресу: 113114, Москва М-114, Шлюзовая наб., 10.

Авторы

- A_q и B_q — амплитуды косинусоидальной и синусоидальной составляющих гармоники с номером q
- a_i, b_i — коэффициенты аппроксимации
- A, B, C, D — переменные коэффициенты
- A_n — коэффициент, входящий в аппроксимирующее выражение функции ионизации разрядных ламп высокого давления
- B_m — максимальная магнитная индукция в магнитопроводе
- C_{ik} — коэффициенты матрицы
- C — емкость конденсатора
- G_n — проводимость лампы
- g_n — приведенная проводимость лампы (при $U_n = U_0$)
- g_0 — начальная приведенная проводимость лампы
- $G_{ст}$ и $G_{об}$ — массы стали магнитопровода и обмотки дросселя
- H_m — максимальная напряженность магнитного поля
- I_n и $I_{др}$ — действующие значения тока лампы и дросселя
- I_n — мгновенное значение тока лампы
- $J_{об}$ — плотность тока в обмотке дросселя
- K_x — коэффициент амплитуды тока
- K_1 — безразмерный коэффициент, учитывающий изменение подвижности электронов при отклонении напряжения от установившегося U_0
- K_n — коэффициент мощности лампы
- k — коэффициент нелинейности характеристики
- K_z — коэффициент заполнения пакета магнитопровода сталью
- K_m — коэффициент заполнения окна магнитопровода обмоткой
- K_Φ — коэффициент формы напряжения на дросселе
- $K_{шт}$ — коэффициент, учитывающий отходы при штамповке пластин магнитопровода
- L — коэффициент самоиндукции
- L_p — уровень звуковой мощности
- L_d — уровень звукового давления
- $L_{раб}$ — средний срок службы аппарата
- M_1 — нелинейная функция, определяющая скорость ионизации плазмы положительного столба разряда
- m_s — отношение U_n/U_s
- m_n — отношение U_n/U_n
- m_x, n_x, ϵ_x — безразмерные конструктивные параметры магнитопровода дросселя
- n_e — средняя концентрация электронов в положительном столбе разряда
- $P_{ст}$ и $P_{об}$ — потери в стали магнитопровода и в обмотке дросселя
- $P_{1,0/f}$ — удельные потери в стали магнитопровода дросселя, измеренные при $B_m = 1$ Тл и частоте f

СХЕМЫ ПРА И ЗАДАЧИ ИХ РАСЧЕТА

$P_{об}$	— удельные потери в обмотке дросселя при $J=1$ А/мм ²
P_n	— мощность лампы
$P_{др}$	— мощность потерь в дросселе
Q	— заряд конденсатора
R	— активное сопротивление
$R_{ст}$	— сопротивление, учитывающее потери в магнитопроводе дросселя
$R_{об}$	— сопротивление обмотки дросселя
R_m	— магнитное сопротивление
$S_{ст}$	— сечение стали магнитопровода
$S_{ок}$	— площадь окна магнитопровода
t_i	— момент времени
T_n	— период
T_n	— длительность импульса
ΔT	— перепад температуры
U_n	— действующее напряжение на лампе
U_n	— действующее напряжение питания
U_3	— действующее значение эквивалентного напряжения на участке разрядная лампа—идеализированный дроссель без потерь
$U_{др}$	— действующее напряжение на дросселе
u_n	— мгновенное значение напряжения на лампе
U_z	— напряжение перезажигания
$U_{г.ср}$	— среднее напряжение горения разряда
U_0	— установившееся напряжение на лампе при постоянном токе
U_c	— действующее напряжение на конденсаторе
$V_{ст}$ и $V_{об}$	— объемы стали магнитопровода и обмоточного провода дросселя
w	— количество витков обмотки дросселя
X_L и X_C	— индуктивное и емкостное сопротивления
$Z_{ст}$, $Z_{об}$	— стоимости стали магнитопровода и обмотки дросселя
$\alpha_{эф}$	— эффективный коэффициент теплоотдачи
α	— фазовый угол
β	— безразмерный коэффициент, учитывающий изменение подвижности электронов при изменении электронной температуры
$\gamma_{ст}$ и $\gamma_{об}$	— плотности стали магнитопровода и провода обмотки
δ	— безразмерный коэффициент, характеризующий спад напряжения на лампе в течение половины периода переменного напряжения
Δ_n	— пауза тока
$\Lambda_{ик}$, $\lambda_{ик}$	— коэффициенты чувствительности параметров дросселя
θ	— безразмерное время ($\theta = \omega t$)
μ_r	— относительная магнитная проницаемость
ρ	— безразмерный коэффициент, характеризующий наклон статической характеристики лампы
σ	— относительный воздушный зазор
τ_i	— интервал времени
τ	— постоянная времени
τ_n	— постоянная времени деионизации лампы
Φ	— начальный угол
Ψ	— потокоцепление дросселя (индуктивного элемента)
ω	— угловая частота
Ω	— приведенная частота

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СХЕМ ПРА

Пускорегулирующий аппарат — светотехническое изделие, с помощью которого осуществляется питание разрядной лампы от электрической сети, обеспечивающее необходимые режимы зажигания, разгорания и работы лампы и конструктивно оформленное в виде единого аппарата или нескольких отдельных блоков.

Пускорегулирующий аппарат обеспечивает:

1) зажигание разрядной лампы, т. е. пробой межэлектродного промежутка и формирование в нем требуемого вида разряда. Указанная функция обычно выполняется зажигающим устройством, которое часто является составным элементом ПРА. Для надежного зажигания лампы ПРА должен иметь определенные выходные параметры в режиме холостого хода, т. е. в режиме работы схемы включения при негорящей лампе. К ним относятся форма, значение напряжения, подаваемого на электроды лампы в период ее пуска, а при необходимости значение тока предварительного подогрева электродов и др.;

2) разгорание разрядной лампы, т. е. процесс установления рабочих параметров лампы после ее зажигания. Продолжительность разгорания лампы, а также характер изменения тока в ней в течение этого процесса зависят не только от газового наполнения лампы и соотношения температур ее колбы в холодном и рабочем состоянии, но и от типа и параметров ПРА [1.1];

3) устойчивость режима работы разрядной лампы в контуре, заключающуюся в способности контура автоматически восстанавливать исходное значение тока при его флюктуационных изменениях. Наличие данной функции у ПРА, которая выполняется с помощью токоограничивающих элементов (стабилизаторов тока), связано со спецификой статических вольт-амперных характеристик ламп (ВАХ). Обеспечить устойчивый режим работы от источника напряжения без токоограничивающих элементов-балластов принципиально невозможно для разрядных ламп, имеющих падающие ВАХ. Для ламп с возрастаю-

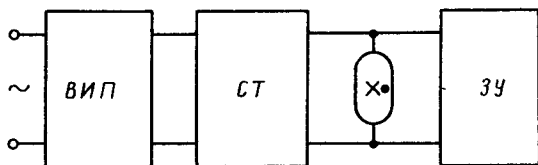


Рис. 1.1 Обобщенная структурная схема однолампового ПРА (ВИП — вторичный источник питания; СТ — стабилизатор тока; ЗУ — зажигающее устройство)

щами ВАХ устойчивая работа от сети возможна и без балласта. Однако при малом наклоне характеристики это не всегда экономически целесообразно из-за низкой стабильности работы комплекта лампы — ПРА.

Помимо элементов ПРА, выполняющих его основные функции, в схему аппарата может входить и вторичный источник питания. Обобщенная структурная схема однолампового ПРА показана на рис. 1.1.

Кроме основных функций ПРА может подавлять радиопомехи, создаваемые лампой, снижать пульсации ее светового потока, обеспечивать высокий коэффициент мощности схемы и др. С учетом общетеоретических и экономических соображений к ПРА предъявляется также ряд дополнительных требований. Они заключаются в том, что аппарат должен обладать минимальными собственными потерями, массой и габаритными размерами, иметь невысокую стоимость, быть надежным, долговечным, обеспечивать минимальные эксплуатационные расходы, не создавать заметного акустического шума и т. д. Совокупность этих требований является противоречивой и поэтому имеется много схем ПРА, в которых наилучшим образом выполняются лишь некоторые из них.

Классификация схем ПРА может быть проведена по различным признакам: по типу токоограничивающего элемента, по условиям зажигания и работы лампы [1.1], по типу источника питания, по количеству ламп и т. д. Для целей анализа цепей ПРА наиболее удобна классификация по типу токоограничивающего элемента, поскольку это во многом определяет метод анализа. В соответствии с такой классификацией (рис. 1.2) все ПРА можно разделить на три основные группы: электромагнитные, полупроводниковые, комбинированные. К отдельной, четвертой, группе целесообразно отнести ПРА без токоограничивающего элемента для специальных так называемых безбалластных ламп.

В первую группу (электромагнитные ПРА) входят аппараты с реактивными и активными токоограничивающими элементами (балластами) и их комбинациями, причем в основном силовом контуре этих ПРА находятся только токоограничивающие элементы. Источником питания является сеть промышленной или повышенной частоты. В эту группу входят такие традиционные аппараты, как индуктивный и индуктивно-емкостный ПРА, аппараты с трансформатором и автотрансформа-

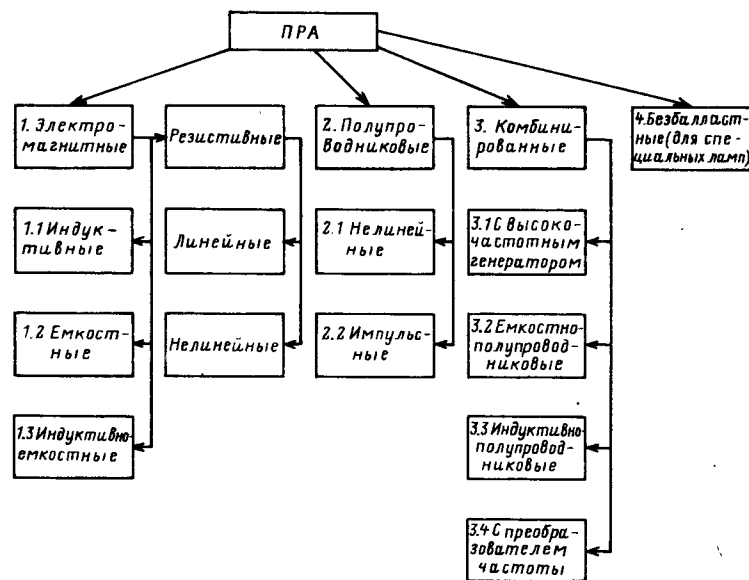


Рис. 1.2. Классификация ПРА для разрядных ламп по типу токоограничивающего элемента

тором с большим внутренним сопротивлением. Такие ПРА могут быть со стартерным или бесстартерным зажиганием, иметь цепи для предварительного подогрева электродов люминесцентных ламп или цепи мгновенного перезажигания ламп высокого давления типов ДРЛ, ДРИ и т. д. (см., например, рис. 1.3 и 1.4).

Аппараты с резистивными балластами применяются при подключении разрядных ламп к сети постоянного тока или промышленной частоты. В резистивных аппаратах может быть использован балластный резистор или нелинейный резистор (вольфрамовая спираль лампы накаливания). Резистивные аппа-

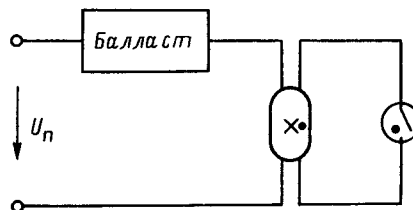


Рис. 1.3. Обобщенная структурная схема стартерного ПРА

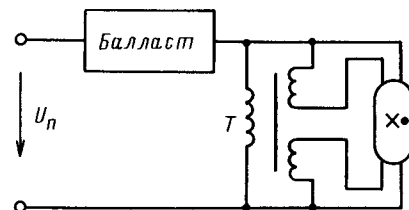


Рис. 1.4. Обобщенная структурная схема бесстартерного ПРА с накальным трансформатором

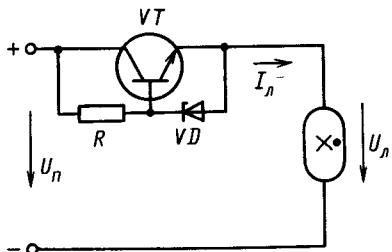


Рис. 1.5. Схема нелинейного полупроводникового ПРА

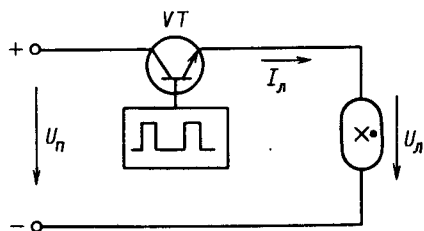


Рис. 1.6. Схема импульсного полупроводникового ПРА

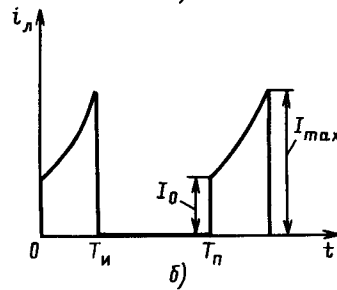
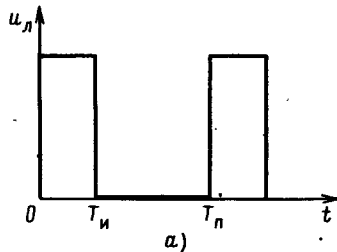


Рис. 1.7. Осциллограммы напряжения на лампе (а) и тока лампы (б) в схеме импульсного полупроводникового ПРА

раты не получили широкого распространения из-за низкого КПД. Однако в последнее время для компактных люминесцентных ламп бытового назначения в ряде стран находят применение емкостно-резистивные балласты, в которых указанный выше основной недостаток ПРА резистивного типа в известной степени нивелирован.

В полупроводниковых ПРА (вторая группа) стабилизация тока лампы осуществляется с помощью полупроводниковых приборов, обычно транзисторов. На рис. 1.5 приведена схема полупроводникового ПРА, в котором транзистор используется в качестве нелинейного сопротивления. Схема удовлетворительно работает на постоянном токе при незначительных колебаниях напряжения источника питания. На переменном токе схемы нелинейных полупроводниковых ПРА обладают большими собственными потерями.

На рис. 1.6 дана схема импульсного полупроводникового ПРА. Приведенная схема носит название динамического балласта. В динамическом балласте транзистор работает в режиме ключа, и стабилизация тока лампы осуществляется с использованием инерционных свойств плазмы газового разряда. На рис. 1.7, а показана форма напряжения на разрядной лампе. При

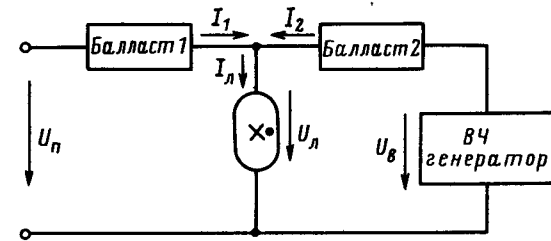


Рис. 1.8. Обобщенная структурная схема комбинированного ПРА с ВЧ генератором

открытом транзисторе ($0 \leq t \leq T_n$) напряжение на лампе приблизительно равно напряжению источника питания ($U_l \approx U_n$). При закрытом транзисторе ($T_n < t < T_n$) напряжение на лампе равно нулю. На рис. 1.7, б показана форма тока лампы. За время импульса напряжения ток лампы возрастает от I_0 до I_{max} . За время паузы происходит частичная деионизация плазмы, возрастает ее сопротивление и следующий импульс тока опять начинается с I_0 .

В третьей группе (комбинированные ПРА) стабилизация тока лампы осуществляется с помощью как реактивных элементов, так и полупроводниковых приборов. В ПРА этой группы в качестве балластов используются дроссели, конденсаторы, транзисторы, тиристоры и другие полупроводниковые приборы. В группе существует большое количество разнообразных схем. Целесообразно рассмотреть следующие из них: с высокочастотным (ВЧ) генератором, емкостно-полупроводниковые, индуктивно-полупроводниковые и схемы с преобразованием частоты.

Все схемы с ВЧ генератором построены практически по единой схеме (рис. 1.8). Питание лампы осуществляется от двух источников питания: силового через Балласт 1 и повышенной частоты через Балласт 2. На рис. 1.9 приведен вариант схемы при использовании дросселя D_r в качестве низкочастотного балласта и конденсатора C в качестве высокочастотного. Такая схема нашла применение в светорегуляторах, при работе ламп в условиях пониженного напряжения питания, а также для снижения пульсации светового потока ламп.

На рис. 1.10 показана схема комбинированного импульсного ПРА с двумя источниками питания. Для поддержания разряда в лампе через Балласт 2 поступают ионизирующие импульсы тока. На рис. 1.11, а и б показаны формы напряжения и тока лампы. Во время импульса ($0 \leq t \leq T_n$) ток лампы поддерживается постоянным ($i_1 \approx i_2 = \text{const}$), и за счет ионизации положительного столба разряда сопротивление лампы и напряжение на ней уменьшаются. В интервале $T_n < t < T_n$ ток ионизирующего генератора $i_2 = 0$, и ток лампы определяется только током i_1 . В силу того что напряжение питания меньше напряжения горения

При работе разрядных ламп в цепях постоянного и переменного тока можно выделить следующие основные режимы: режим зажигания (пусковой режим), переходной режим (режим разгорания), установившийся режим при нормально и аномально работающей лампе.

В пусковом режиме электропроводность лампы мала, и поэтому цепь включения может рассматриваться как работающая без лампы. В этом режиме токи в ветвях и напряжения на элементах схемы могут существенно отличаться от таковых в рабочих режимах. Для ряда ламп (типов ДРИ, ДНаТ и др.) при зажигании используется маломощный высоковольтный импульсный генератор, который работает только в режиме пуска. Для ртутных ламп низкого давления применяются устройства для предварительного подогрева электродов, причем обычно значение тока подогрева выше рабочего. Длительность пускового режима, как правило, не превышает нескольких десятков секунд. Однако при неисправных лампе или стартере, отсутствии лампы, контакта в цепи и т. д. этот режим может затянуться. Поэтому элементы схемы включения должны быть рассчитаны на достаточно длительную работу в таком режиме.

Режим разгорания связан с постепенным изменением электрических параметров лампы. Так, для всех ламп высокого давления, наполненных парами металлов, в период их разгорания при увеличении температуры колбы постепенно возрастает установившееся на ней напряжение U_n , что, как правило, приводит к существенному изменению режима работы схемы включения. Схема включения должна обеспечивать ток лампы, достаточный для ее разогрева. В лампах типа ДРИ при разгорании может существенно повыситься напряжение пере-

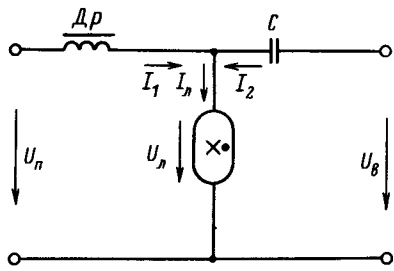


Рис. 1.9. Схема комбинированного ПРА с ВЧ генератором и индуктивным балластом

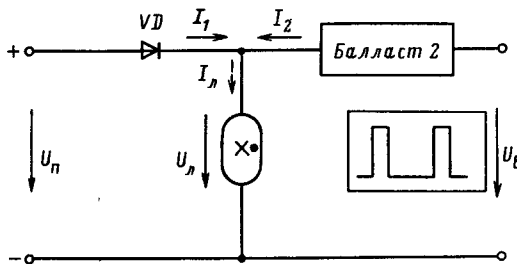


Рис. 1.10. Схема комбинированного импульсного ПРА с двумя источниками питания

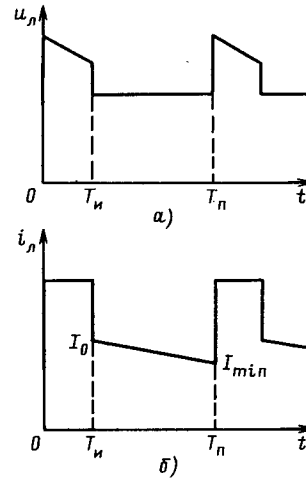


Рис. 1.11. Осциллограммы напряжения на лампе (а) и тока лампы (б) в комбинированном импульсном ПРА

разряда, происходит деионизация плазмы столба разряда, и ток постепенно уменьшается до I_{min} . Затем подается импульс тока i_2 , и все процессы повторяются.

На рис. 1.12 и 1.13 приведены схемы комбинированных емкостно-полупроводникового и индуктивно-полупроводникового ПРА. В схеме рис. 1.12 основное падение напряжения происходит на балластном конденсаторе C , что снижает напряжение на стабилизирующем транзисторе VT и тем самым повышает КПД схемы. В схеме рис. 1.13 симметричный тиристор VS шунтирует вспомогательный дроссель $Др2$, что обеспечивает повышение стабильности работы лампы и КПД схемы.

На рис. 1.14 показана широко распространенная схема комбинированного резонансного ПРА с преобразователем частоты. Схемы с преобразователем обеспечивают питание лампы током повышенной частоты (20—50 кГц), при этом повышается световая отдача ламп, снижаются размеры балластных дросселей и конденсаторов.

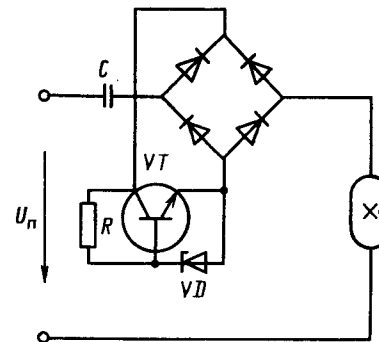


Рис. 1.12. Схема комбинированного емкостно-полупроводникового ПРА

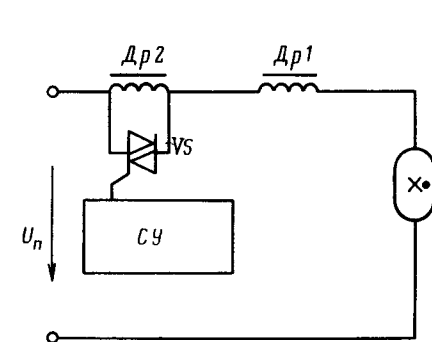


Рис. 1.13. Схема комбинированного индуктивно-полупроводникового ПРА (СУ—схема управления)

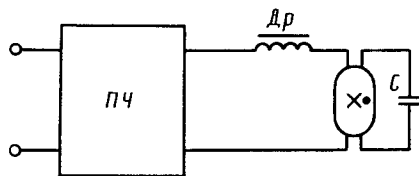


Рис. 1.14. Схема комбинированного резонансного ПРА с преобразователем частоты (ПЧ — преобразователь частоты)

зажигания. Для предотвращения погасания лампы в таком режиме схема должна обеспечивать необходимое напряжение перезажигания на электродах лампы. Длительность режима разгорания обычно не превышает нескольких минут. Однако при неисправной лампе либо тяжелых эксплуатационных условиях режим разгорания может быть более длительным.

Установившийся режим является режимом длительной работы лампы, когда ее электрические параметры (ток и мощность) должны соответствовать паспортным значениям. Форма тока лампы, как правило, не должна существенно отличаться от синусоидальной (для большинства ламп это учитывается ограничением коэффициента амплитуды тока лампы и использованием режима работы без пауз тока). При допустимых изменениях напряжения источника питания, параметров схемы, а также электрических параметров ламп режимы работы лампы (прежде всего ее ток и мощность) не должны выходить за допустимые пределы, т. е. ПРА должен обеспечивать требуемую стабильность режимов работы лампы.

К концу срока службы при деактивации одного из электродов лампы, а иногда и в новой лампе при некоторых дефектах, может наблюдаться режим работы, который называют аномальным. В аномальном режиме параметры лампы существенно отличаются от паспортных, причем, как правило, существенно возрастает напряжение перезажигания в тот полупериод, когда деактивированный электрод является катодом. В ртутных лампах высокого давления может уменьшаться установившееся напряжение $U_{\text{д}}$. Часто к аномальным режимам относят режимы, возникающие при затянувшемся (длительном) разгорании лампы, которые могут возникать при неисправной лампе, при неисправной схеме включения или при определенных внешних воздействиях (например при пониженной окружающей температуре). Длительная работа в аномальном режиме может привести к электрическим перегрузкам элементов схемы включения.

Таким образом, на основе анализа режимов работы разрядных ламп и ПРА можно сформулировать следующие расчетные задачи:

- 1) расчет схем включения в пусковом режиме;
- 2) расчет установившихся режимов схем включения с нормально работающей лампой;

3) расчет схем включения с аномально работающей лампой как в режиме разгорания, так и в установившемся режиме.

Первая задача решается традиционными электротехническими методами без учета специфики разрядной лампы и поэтому в дальнейшем будет рассматриваться лишь в некоторых частных случаях. Вторая и третья задачи по существу решаются одинаковыми методами, однако имеется различие в подходе к оценке режимов работы, что будет подробно рассмотрено ниже.

1.3. МЕТОДЫ РАСЧЕТА СХЕМ ПРА

При расчете рабочих режимов цепей с разрядными лампами в основном используются два принципа. Один из них, исторически появившийся ранее, основан на замене разрядной лампы эквивалентным генератором с внутренним сопротивлением, равным нулю, т. е. на предположении, что форма напряжения на лампе не зависит от формы протекающего через нее тока. Этот принцип предложен Г. Штраухом [1.2] и носит его имя. В соответствии с видом зависимости, аппроксимирующей реальную форму кривой напряжения на лампе, а также с аналитическим способом ее выражения, различают четыре различных метода расчета, основанных на этом принципе. Это — методы эквивалентных синусоид, припасовывания, гармонического анализа и операторный.

В основу второго принципа, более строго отражающего физические процессы, протекающие в положительном столбе лампы, положена дифференциальная аппроксимация динамических ВАХ.

Рассмотрим достоинства и недостатки методов расчета, использующих указанные принципы.

Метод эквивалентных синусоид применительно к расчету рабочих режимов разрядных ламп, работающих на промышленной частоте, был развит Р. Г. Извековым и до настоящего времени применяется в практике предварительных оценок различных схем ПРА [1.2]. В этом методе форма напряжения на лампе заменяется эквивалентной синусоидальной, при этом напряжение сдвинуто на угол $\alpha_{\text{л}}$ по отношению к току. При форме напряжения на лампе, близкой к трапециoidalной, в схеме с индуктивным балластом $\alpha_{\text{л}} = 6 \div 14^\circ$. Для указанной схемы получены выражения для действующих значений напряжения на дросселе

$$U_{\text{др}} = \sqrt{U_{\text{п}}^2 - U_{\text{л}}^2 \cos(\alpha_{\text{л}} + \alpha_{\text{др}})} - U_{\text{л}} \sin(\alpha_{\text{л}} + \alpha_{\text{др}}), \quad (1.1)$$

где $\alpha_{\text{др}}$ — угол потерь в дросселе $[\alpha_{\text{др}} = P_{\text{др}} / (U_{\text{др}} I_{\text{др}})]$, и для тока лампы

$$I_{\text{л}} = I_{\text{др}} = \frac{U_{\text{др}}}{\omega L}, \quad (1.2)$$

где κ — эмпирический коэффициент, учитывающий некоторое увеличение эквивалентного индуктивного сопротивления дросселя из-за появления высших гармоник в токе лампы ($\kappa > 1$). Аналогичные формулы были получены для емкостного ПРА с ксеноновой лампой [1.3].

Метод эквивалентных синусоид на промышленной частоте дает погрешность около 10—15% даже при расчете простейших линейных схем и не позволяет рассчитать гармонический состав тока лампы, условия работы без пауз тока, длительность токовой паузы и т. д. Для повышения точности метода Р. Г. Извсков предложил учитывать первую и эквивалентную третью гармоники напряжения на лампе, что снизило погрешность при расчете простейших схем до 7—10%, но существенно повысило сложность расчетов.

В настоящее время метод эквивалентных синусоид широко применяется лишь при расчете схем на повышенной частоте (400 Гц и выше) при синусоидальной форме напряжения питания. На промышленной частоте метод эквивалентных синусоид используется лишь для оценочных расчетов.

Остальные три метода, основанные на принципе Штрауха, равнозначны с точки зрения получаемого результата и ограничений при их использовании. Так, при одинаковых исходных положениях они, естественно, дают один и тот же результат, с равной погрешностью оценивающий мгновенные и эффективные значения электрических параметров контура с разрядной лампой. Методы применимы лишь для расчета цепей с линейными электромагнитными элементами. Правда, используя полученное с помощью этих методов «линейное» решение и метод переменных коэффициентов (см. § 3.1), можно проводить расчет ПРА, содержащих нелинейные элементы. Методы позволяют рассчитывать все необходимые режимы работы лампы в контуре: с паузами и без пауз тока, нормальные и аномальные, установившиеся и переходные.

Различия между указанными методами, а следовательно, целесообразные области их применения, могут быть установлены лишь с точки зрения простоты получения и вида конечного результата, т. е. на методологической основе.

Метод припасовывания для расчета цепей с электрической дугой впервые был использован Р. И. Караевым [1.4] и применен А. Е. Краснопольским [1.5, 1.6] для расчетов цепей с разрядными лампами. Метод также применялся для анализа режимов работы лампы как с паузой, так и без паузы тока, в нормальном и аномальном режимах [1.7—1.9]. В методе припасовывания напряжение на лампе аппроксимируется зависимостью соответствующей формы (чаще всего трапецией) и описывается алгебраическим выражением. Затем производится интегрирование дифференциальных уравнений электрической

цепи. При кусочно-линейной аппроксимации интегрирование выполняется по отдельным участкам. Решения, полученные на участках, припасовываются с учетом условий непрерывности. Поскольку алгебраическое выражение, аппроксимирующее напряжение на лампе, обычно справедливо лишь в пределах одного полупериода, то последующий полупериод также припасовывается с учетом условия периодичности. При кусочно-линейной аппроксимации характеристик нелинейных элементов метод допускает создание весьма простых алгоритмов расчета с применением ЭВМ.

Однако метод обладает, с нашей точки зрения, весьма существенным недостатком, связанным с однополупериодной аппроксимацией. При расчете установившихся режимов значения начальных напряжений на конденсаторах и токов дросселей находятся из решения системы трансцендентных уравнений, что затрудняет получение простых расчетных формул для сколько-нибудь сложных схем. Указанное обстоятельство также существенно затрудняет расчеты методом припасовывания многоламповых однофазных и трехфазных ПРА. Таким образом, с методологической точки зрения рассматриваемый способ расчета является наиболее целесообразным при анализе схем, дифференциальные уравнения которых имеют первый порядок, и использовании достаточно простых форм зависимостей, аппроксимирующих напряжение на лампе.

Метод гармонического анализа для расчета цепей с разрядными лампами впервые был применен Г. Штраухом в 1939 г. для схем с индуктивным, индуктивно-емкостным и активным балластами. Метод в течение ряда лет широко применяли Ф. Леман, П. Г. Туровская, В. Р. Спрене, В. Е. Эленбас, П. С. Шульд и др. Для цепей со сварочной дугой его использовали Б. Е. Патон, В. Х. Лебедев, Ю. Е. Ефремович.

В указанном методе напряжение на лампе аппроксимируется зависимостью определенной формы, которая задается аналитически и разлагается в ряд Фурье:

$$u_n = \sum_{q=1}^{\infty} (A_q \cos q \omega t + B_q \sin q \omega t). \quad (1.3)$$

Затем, используя принцип наложения, определяют токи в ветвях схемы, вызванные напряжением источника питания U_n и всеми гармониками напряжения на лампе. Таким образом, токи, напряжения и мощности лампы и элементов схемы выражаются через тригонометрические ряды с бесконечным числом членов. Использование при инженерных расчетах полиномов (усеченных рядов) с ограниченным количеством членов приводило к заметному снижению их точности, в то время как возрастанию числа рассматриваемых членов ряда препятствовала увели-

вающаяся их сложность. Перспективы широкого применения данного способа расчета были весьма сомнительны, пока он не получил своего завершения в виде метода гармонического анализа и синтеза в работах А. М. Троицкого [1.10—1.13] и его учеников: А. А. Спирина [1.14], А. С. Симоняна [1.15, 1.16], С. Б. Лазаревич [1.17]. В результате были найдены необходимые суммы бесконечных рядов в свернутом виде, использование которых существенно упростило расчеты без снижения их точности, т. е. сделало их приемлемыми для инженерной практики.

К достоинствам метода относится возможность применения сложной трапецеидальной и четырехугольной [1.14] аппроксимации формы напряжения на лампе, возможность расчета разветвленных схем ПРА, характеристическое уравнение которых имеет практически любой порядок. Указанное относится и к высокочастотным ПРА, питаемым от преобразователей с выходным напряжением произвольной формы, естественно, при условии разложимости в ряд Фурье. Поскольку (1.3) определено при любых значениях ωt , метод гармонического анализа и синтеза позволяет рассчитывать многоламповые однофазные и трехфазные, включая и несимметричные, схемы ПРА.

Метод гармонического анализа, основанный на принципе наложения, развит только для линейных схем ПРА. Применение его для нелинейных схем затруднительно. Влияние нелинейности параметров дросселей, трансформаторов, резисторов и других элементов схем ПРА можно приближенно оценить, решая систему нелинейных уравнений, составленных по методу гармонического баланса. Однако решение этих уравнений весьма трудоемко, и точность расчетов сильно зависит от степени нелинейности параметров элементов. На практике удается уточнить лишь несколько высших гармонических составляющих, что обычно не обеспечивает необходимой точности расчетов. Поэтому до настоящего времени метод гармонического анализа не применялся для расчета нелинейных цепей с разрядными лампами.

Операторный метод применительно к высокочастотным ПРА, питаемым напряжением прямоугольной или треугольной формы, был развит Д. Дмитриевым. В данном методе, используя изображение по Лапласу для напряжения питания и заменяя лампу неискажающим нелинейным резистором, находят корни характеристического уравнения контура и изображения основных его электрических параметров, по которым отыскивают оригиналы. Метод в основном применим для расчета цепей, дифференциальное уравнение которых имеет порядок не более второго. Указанное связано с тем, что при большем порядке уравнения задача расчета решается лишь численными методами, что лишает принцип Штрауха основных его достоинств,

связанных с простотой расчета и возможностью получения его результата в замкнутой (аналитической) форме.

В методах, основанных на принципе Штрауха, уже до начала расчетов необходимо знать форму напряжения на лампе или по крайней мере зависимость формы напряжения от режима работы (режим без пауз в токе лампы, режим с паузами, несимметричный режим и т. д.). От этого недостатка в известной мере свободен метод расчета, основанный на интегрировании дифференциального уравнения разрядной лампы, который позволяет вести расчеты при широкой вариации режимов работы и не требует знания этих режимов перед началом расчетов. Электрические параметры лампы аппроксимируются дифференциальным уравнением первой или более высокой степени. Уравнение электрической цепи с разрядной лампой решается, как правило, каким-либо из приближенных методов. Указанный метод широко применяется при расчетах электрических цепей с дугой различных типов [1.18, 1.19]. В последние годы в связи с появлением полупроводниковых ПРА к этому методу возник интерес при расчетах цепей с разрядными лампами.

Нахождение установившегося режима осуществляется либо методом пристрелки, либо интегрированием системы уравнений до окончания переходного процесса. Метод применим для расчетов режимов работы без погасания ламп. Однако до последнего времени метод не получил широкого распространения из-за отсутствия дифференциальных уравнений с высокой точностью аппроксимирующих ВАХ массовых разрядных ламп. К недостаткам метода можно также отнести невозможность получения решения в замкнутой форме. Подробный анализ ряда схем возможен лишь при значительном объеме вычислений, производимых с помощью быстродействующих ЭВМ. Указанное предопределяет рациональную область использования данного метода, а именно для расчета схем полупроводниковых и комбинированных ПРА, причем таких, где учет динамических и инерционных свойств газового разряда является необходимым.

Глава вторая

ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗРЯДНЫХ ЛАМП

2.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Разрядная лампа представляет собой нелинейный элемент электрической цепи, обладающий весьма сложной ВАХ, которая в общем виде может быть представлена нелинейным дифференциальным уравнением высокого порядка [2.1].

$$F(i_n; di_n/dt; d^2i_n/dt^2; \dots; u_n; du_n/dt; d^2u_n/dt^2; \dots). (2.1)$$

Вид функции (2.1) определяется геометрическими размерами лампы, давлением и параметрами наполняющего газа, давлением паров ртути (в ртутных разрядных лампах) и давлением специальных излучающих добавок (галогенидов металла, паров натрия и т. д.). Давление паров ртути $p_{\text{нд}}$ зависит от температуры конденсации, поэтому на ВАХ ртутных разрядных ламп существенно влияет температура колбы лампы (в наиболее холодной точке).

2.2. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗРЯДНЫХ ЛАМП

На постоянном или медленно изменяющемся токе, когда производные di_n/dt ; d^2i_n/dt^2 ; ...; du_n/dt ; d^2u_n/dt^2 ... неограниченно уменьшаются, в (2.1) остаются только две значимые переменные i_n и u_n , которые определяют статическую характеристику лампы на постоянном токе:

$$F_{\text{ст}} = F(I_n; U_n). (2.2)$$

Уравнение (2.2) имеет две области решений: область несамостоятельного разряда и область самостоятельного разряда, в которую входят тлеющий и дуговой разряды. Эти области существуют при одинаковых напряжениях, и переход от несамостоятельного разряда к самостоятельному осуществляется при зажигании лампы. Переход обычно сопровождается быстрыми изменениями напряжения и тока и не является статическим. Поэтому на статической характеристике обычно изображается участок самостоятельного разряда вблизи номинального тока лампы.

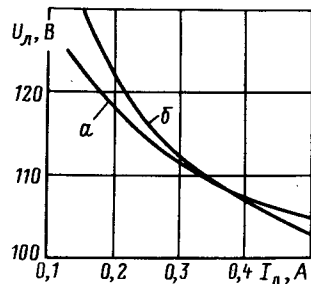


Рис. 2.1. Статическая характеристика люминесцентной лампы типа ЛБ40 при постоянной (а) и равновесной (б) температурах колбы лампы

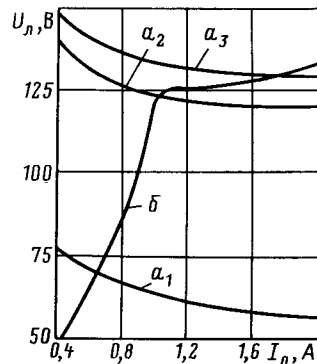


Рис. 2.2. Статические характеристики лампы типа ДРЛ125 на постоянном токе при постоянной (а) и равновесной (б) температурах горелки

На рис. 2.1 и 2.2 приведены статические характеристики люминесцентной лампы и лампы типа ДРЛ в области дугового разряда при $I_n \approx (0,2 \div 2,0) I_{\text{ном}}$. Как видно из рисунков, статическая характеристика существенно зависит от условий измерения. При постоянной температуре колбы лампы T_n характеристики обладают отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Если не стабилизировать температуру колбы лампы, то при постоянной температуре окружающего воздуха из-за конечного значения теплового сопротивления между окружающей средой и лампой установившееся (равновесное) значение температуры колбы лампы T_n зависит от мощности лампы P_n и, следовательно, от ее тока I_n , что оказывает существенное влияние на вид статической характеристики. Для ртутных ламп низкого давления наклон статической характеристики в этом случае увеличивается. Это обусловлено увеличением давления паров ртути при увеличении тока лампы.

У ртутных ламп высокого давления (типа ДРЛ) различие характеристик более существенно: характеристики при $T_n = \text{const}$ имеют небольшой отрицательный наклон, при равновесной температуре — характеристика возрастающая. На участке разгорания (на рис. 2.2 $I_n < 1 \text{ A}$) пока ртуть испарилась не полностью, характеристика резко возрастающая. На рабочем участке при полностью испарившейся ртути характеристика слабо возрастающая. Инерционность статических характеристик при равновесной температуре колбы определяется тепловой инерционностью лампы и составляет десятки и сотни секунд, поэтому эти характеристики должны приниматься во внимание лишь при весьма медленных изменениях режимов, например при разгорании лампы. При более быстрых изменениях режима температура колбы не успевает измениться, и нужно пользоваться характеристиками при $T_n = \text{const}$.

При работе на переменном токе режим работы лампы существенно отличается от статического. Дважды в течение периода питающего напряжения происходят погасание и перезажигание разряда. При питании как током промышленной частоты, так и при высокочастотном питании, производные напряжения и тока в (2.1) являются значимыми и соизмеримыми с i_n и u_n . Поэтому ВАХ разрядных ламп на переменном токе должны существенно отличаться от характеристик, измеренных на постоянном токе.

Однако если в качестве величин, определяющих ВАХ, выбрать действующие значения I_n и U_n , получим так называемую *статическую ВАХ* лампы на переменном токе. Эта характеристика для разрядных ламп низкого и высокого давления мало отличается от статической ВАХ, измеренной на постоянном токе.

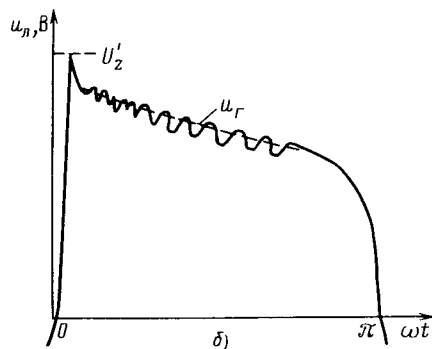
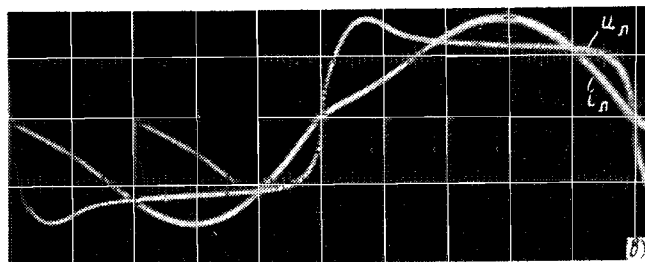
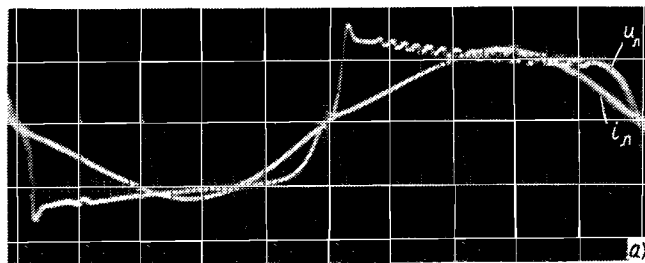


Рис. 2.3. Осциллограммы напряжения и тока люминесцентной лампы типа ЛБ40 (а и б) и лампы типа ДРЛ125 (в) при включении с линейным индуктивным ПРА [$f=50$ Гц, $M_L=100$ В·дел, $M_I=0.5$ А·дел (а), $M_I=1$ А·дел (б)]

Вольт-амперная характеристика, связывающая мгновенные значения напряжения и тока u_n и i_n , носит название *динамической ВАХ*. Очевидно, что динамическая характеристика существенно зависит от частоты и формы напряжения и тока и отражает все стадии разряда в лампе.

Динамическая ВАХ может быть описана зависимостью $u_n=f(i_n)$ при определенной форме тока лампы или при включении лампы в определенную схему либо двумя параметрическими уравнениями $u_n(t)$ и $i_n(t)$. Параметрическое описание часто применяется на промышленной частоте.

На рис. 2.3 приведены осциллограммы напряжения и тока ламп, включенных последовательно с дросселем. Как видно, на

частоте 50 Гц при включении с линейным (и даже нелинейным) индуктивным балластом форма тока лампы лишь незначительно отличается от синусоидальной, а форма напряжения на ней сохраняется как при изменении значения тока, так и некотором изменении его формы. Однако при включении ламп с другими балластными сопротивлениями (активным или емкостным) форма тока существенно искажается, в течение некоторого интервала времени ток через лампы не течет, появляется пауза тока.

В большинстве схем включения лампы работают в режимах без пауз тока или с малыми паузами, поэтому рассмотрим такой режим подробнее на примере люминесцентной лампы низкого давления (рис. 2.3, б). Как видно из рисунка, при изменении направления тока лампы напряжение на ней изменяет знак и быстро нарастает до напряжения перезажигания U'_z . Если в этот момент питающее (перезажигающее) напряжение больше U'_z , происходит перезажигание лампы, напряжение на ней устанавливается равным *напряжению горения* u_r , которое лишь незначительно изменяется в течение времени горения. При уменьшении тока до нуля происходит погасание лампы и далее перезажигание при изменении знака тока.

Если при изменении знака тока напряжение, приложенное к лампе, меньше напряжения перезажигания, то перезажигания лампы не происходит и возникает пауза тока, которая всегда возникает при включении лампы с активным балластом, но может быть и в некоторых режимах при применении индуктивного балласта. Как видно из рис. 2.3, б, напряжение горения не остается постоянным. Во-первых, оно несколько снижается во времени от максимального значения сразу после перезажигания лампы до минимального в момент ее погасания. Такая форма напряжения горения характерна для всех ртутных ламп низкого давления [2.2] и большинства ртутных ламп высокого давления (типов ДРЛ, ДНаТ и др). Исключение составляют лишь некоторые лампы с добавками иодидов, у которых при снижении тока напряжение горения возрастает. Во-вторых, напряжение горения колеблется с амплитудой в несколько вольт и частотой 1—2 кГц. Эти колебания характерны только для ртутных ламп низкого давления и представляют собой релаксацию анодного падения напряжения [2.2].

При повышении частоты питающего напряжения интервал горения лампы сокращается, пик перезажигания снижается и форма напряжения на лампе постепенно приближается к синусоидальной. Такое изменение формы характерно как для ртутных ламп низкого, так и высокого давления, при синусоидальной или почти синусоидальной форме тока лампы [2.3]. Однако при несинусоидальной форме тока со значительной паузой, во время которой происходит существенная деиони-

зация плазмы положительного столба разряда, форма напряжения на лампе может быть весьма сложной и существенно зависит от режима работы лампы.

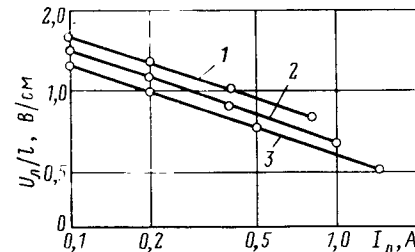
Рассмотренные выше динамические характеристики разрядных ламп соответствуют исправной лампе при достаточной эмиссии обоих электродов. Однако к концу срока службы лампы довольно распространенным является случай, когда один из электродов лампы полностью дезактивирован. При этом возрастает напряжение перезажигания в полупериод, при котором дезактивированный электрод является катодом. Эксперименты, проведенные на люминесцентных лампах, прогоревших более 10 тыс. ч, и на специально изготовленных люминесцентных лампах с одним дезактивированным электродом, показали, что напряжение перезажигания может достигать 700—900 В, а напряжение горения практически остается неизменным [2.4]. Если при возрастании напряжения U_z схема не обеспечивает перезажигания лампы в один из полупериодов, то она начинает работать в режиме *односторонней проводимости*. При высоком перезажигающем напряжении лампа работает в *аномальном несимметричном режиме*, который может возникать, например, в индуктивно-емкостных аппаратах. Лампы высокого давления (типов ДРЛ, ДНаТ) также могут к концу срока службы переходить в аналогичные аномальные режимы. Однако эти лампы применяются, как правило, с аппаратами с невысоким перезажигающим напряжением, и из аномальных режимов, возникающих при дезактивации одного электрода, известен лишь режим односторонней проводимости. Исключение составляют лампы типа ДРИ, у которых для нормального разгорания (см. ниже) необходимо весьма высокое перезажигающее напряжение. Поэтому некоторые лампы типа ДРИ могут переходить в аномальный несимметричный режим, что необходимо учитывать при анализе их электрических режимов.

2.3. АЛГЕБРАИЧЕСКАЯ АППРОКСИМАЦИЯ ВАХ РАЗРЯДНЫХ ЛАМП

При расчетах электрических цепей с разрядными лампами их реальные ВАХ заменяются более простыми аппроксимирующими выражениями. В качестве таких используют алгебраические и тригонометрические полиномы и ряды или дифференциальные уравнения. Поэтому принято все аппроксимации ВАХ разрядных ламп разделять на алгебраические и дифференциальные. Каждая из аппроксимаций имеет свои преимущества и недостатки. Рассмотрим алгебраические аппроксимации, которые широко применяются для расчета и анализа электрических цепей ПРА.

Рис. 2.4. Статические характеристики люминесцентных ламп в двойном логарифмическом масштабе при диаметре лампы, мм:

1—19; 2—25; 3—38



Для аппроксимации статических ВАХ разрядных ламп (рис. 2.4) обычно используется уравнение [2.5]

$$U_n = BI_n^p, \quad (2.3)$$

где B и p — постоянные коэффициенты [$p < 0$ для падающих статических характеристик (характеристики с отрицательным наклоном) и $p > 0$ для возрастающих статических характеристик].

Уравнение (2.3) удовлетворительно аппроксимирует статическую ВАХ дуги в области токов $I_n = (0,2 \div 2) I_{н.ом}$. Оно может быть преобразовано к виду

$$U_n / U_{н.ом} = (I_n / I_{н.ом})^p \quad (2.4)$$

или в дифференциальной форме

$$(dU_n / dI_n) : (U_n / I_n) = p. \quad (2.5)$$

В табл. 2.1 приведены значения p , рассчитанные для различных типов ламп по статическим характеристикам, полученным при включении ламп в сеть промышленной частоты.

Электрические параметры номинальных люминесцентных ламп при включении с образцовым измерительным дросселем (ДОИ) приведены в табл. 2.2. Там же даны средние значения коэффициента $p_{ср}$ и средние квадратические отклонения σ_p , рассчитанные для всей совокупности ламп.

Экспериментальное исследование статических характеристик ламп типа ДРЛ показало, что в области рабочих токов при постоянной температуре горелки $p = -(0,08 \div 0,12)$, а при установившейся равновесной температуре горелки $p = 0,04 \div 0,06$.

Для аппроксимации динамических ВАХ разрядных ламп широко используют различные алгебраические выражения, с определенной точностью аппроксимирующие зависимость $u_n = f(i_n)$ или $u_n(t)$. При аппроксимации функции $u_n(t)$ имеют дело с вольт-секундной аппроксимацией, которая широко применяется для расчетов схем ПРА. В [1.2] было отмечено, что при изменении вида электромагнитного балласта на промышленной частоте, коэффициента $m_n = U_n / U_{н.ом}$ типа лампы основные

Таблица 2.1. Значения коэффициента ρ для различных типов ламп

Тип лампы	ρ	Автор, позиция в списке литературы	Условия получения статической характеристики
Ртутная низкого давления в колбе диаметром 19; 25 и 38 мм	$-(0,19-0,27)$	В. М. Скобелев, [1.2]	Регулируемый дроссель, установившаяся температура колбы
Ртутная низкого давления в колбе диаметром 38 мм	$-0,24$	Г. К. Штурм, [1.20]	То же
	$-0,2$	Д. Уэймаус, [2.2]	» »
	$-(0,13-0,2)$	В. И. Бурак, [1.7]	Дроссель образцовый измерительный, установившаяся температура колбы
	$-0,17$	Д. Уэймаус, [2.2]	Регулируемый дроссель, постоянная температура колбы
Ртутная низкого давления в колбе диаметром, мм: 18 25 38		Г. Н. Рохлин, [2.6]	По экспериментальным зависимостям градиента потенциала от тока при постоянной температуре колбы
	$-0,25$		
	$-0,22$		
	$-0,23$		
Ртутная высокого давления	$0,08$	Г. К. Штурм, [1.20]	Установившаяся температура горелки
Натриевая низкого давления	$-0,63$	Г. К. Штурм, [1.20]	То же
Натриевая низкого давления	$-0,24$	Г. Н. Рохлин, [2.6]	Постоянная температура разрядной трубки

изменения $u_n = f(i_n)$ связаны с изменением формы тока, в то время как функция $u_n(t)$ практически не изменяется. Указанное было подтверждено рядом исследований [1.5, 1.10], что позволяет в отмеченных случаях аппроксимировать лишь зависимость $u_n(t)$, т. е. заменять лампу при расчетах эквивалентным генератором (см. § 1.3). В зависимости от требуемой точности расчета применяемые аппроксимирующие выражения могут иметь различную сложность.

Наиболее простая аппроксимация — аппроксимация эквивалентной синусоидой, когда лампа заменяется линейной эквивалентной схемой с параметрами R_s и L_s [2.3]. На промышленной частоте такая аппроксимация приводит к большой погрешности

Таблица 2.2. Электрические параметры и значения коэффициента ρ для номинальных люминесцентных ламп по ГОСТ 6825—74 при постоянной температуре колбы лампы

Номинальное напряжение сети, В	Номинальная мощность лампы, Вт	Напряжение на лампе В	Ток лампы, А	Значение коэффициента ρ	
				Среднее значение ρ_{cp}	Средне-квадратичное отклонение σ_p
127	20	57	0,37	$-0,16$	0,020
220	40	103	0,43	$-0,20$	0,025
220	65	110	0,67	$-0,21$	0,025
220	80	102	0,87	$-0,18$	0,027

(до 15—20%), однако на повышенных частотах напряжение на лампе приближается к синусоидальному и аппроксимация обеспечивает достаточную точность расчетов при синусоидальной форме напряжения источника питания [2.3]. При этом на повышенной частоте индуктивная составляющая $L_s = 0$, так как напряжение и ток лампы практически совпадают по фазе. Замена лампы эквивалентным резистором R_s иногда используется и при несинусоидальном напряжении источника питания и даже при импульсном питании, однако погрешность расчета таких режимов возрастает.

Основной недостаток аппроксимации эквивалентной синусоидой при расчете ПРА на промышленной частоте — высокая погрешность. При такой аппроксимации невозможно рассчитать искажения тока лампы, переход к режиму горения с паузами тока и ряд других параметров.

Наиболее сложной из применяемых аппроксимация является четырехугольная (рис. 2.5, а [1.14]). Разложение в ряд Фурье согласно (1.3) дает

$$u_n(\theta) = \frac{4U_{r,cp}}{\pi\alpha} \left[\sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin(2q-1)\alpha}{(2q-1)^2} \sin(2q-1)\theta - \frac{\delta}{(\pi-2\alpha)} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{(\pi-2\alpha) - \pi \cos(2q-1)\alpha}{(2q-1)^2} \cos(2q-1)\theta \right], \quad (2.6)$$

где $\alpha = 0,175 \div 0,262$ рад [1.14].

Значения среднего напряжения горения лампы $U_{r,cp} = (U_1 + U_2)/2$ и относительного спада напряжения на лампе за полупериод $\delta = (U_1 - U_2)/2U_{r,cp}$ были введены в аппроксимационные выражения А. Е. Краснополяским [1.5]. Расчет с использованием (2.6) достаточно сложен, поэтому его следует применять лишь в тех случаях, когда погрешность расчета не должна превосходить 1—2% [1.10].

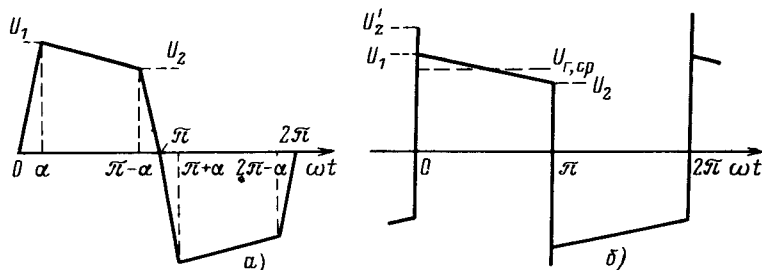


Рис. 2.5. Аппроксимация напряжения лампы при синусоидальном токе: а — четырехугольная; б — трапецидальная

Из (2.6) легко получить другие аппроксимационные выражения, которые чаще всего применяют в инженерных расчетах. Полагая $\alpha=0$, раскрывая неопределенности типа $0/0$ в (2.6) и заменяя ряды их суммами в свернутом виде [1.10], получим для интервала $0 \leq \theta \leq \pi$:

$$u_{\text{л}}(\theta) = U_{\text{г, ср}}(1 + \delta - 2\delta\theta/\pi). \quad (2.7)$$

Данная аппроксимация (рис. 2.5, б [1.5]) с достаточной для инженерной практики точностью позволяет рассчитывать большой класс схем электромагнитных ПРА на промышленной частоте, причем в основном таких, в которых эквивалентное сопротивление балласта носит индуктивный характер. Для схем с емкостным балластом целесообразнее использовать прямоугольную аппроксимацию [1.12], т. е. положить в (2.6) $\alpha=0$ и $\delta=0$.

Таблица 2.3. Значения коэффициента δ

Тип лампы	Номинальная мощность лампы, Вт	Номинальное напряжение на лампе, В	Коэффициент δ	
			Среднее значение $\delta_{\text{ср}}$	Средне-квадратичное отклонение $\sigma_{\text{р}}$
Ртутная низкого давления	20	57	0,18	0,015
	30	104	0,13	0,010
	40	103	0,19	0,012
	65	110	0,20	0,015
	80	102	0,20	0,017
ДРЛ	80	115	0,12	—
	125	125	0,12	
	250	130	0,11	
	400	135	0,11	
	700	140	0,10	
	1000	145	0,10	
ДРИ	250	125	0,05	—

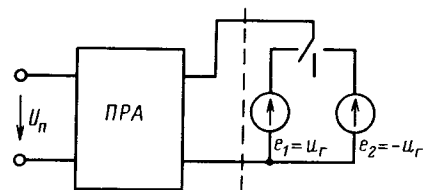


Рис. 2.6. Модель лампы в виде безынерционного переключателя

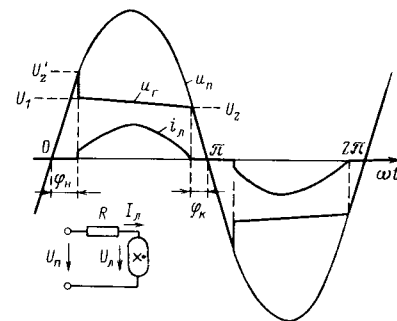


Рис. 2.7. Возникновение паузы тока при низком перезажигающем напряжении и схеме включения лампы с резистивным ПРА

Для режимов с паузами тока лампу следует рассматривать как безынерционный переключатель на три положения, управляемый напряжением и током (рис. 2.6). При горении лампы (переключатель в любом крайнем в зависимости от направления тока положении) напряжение на ней равно $u_{\text{г}}(t)$. Погасание лампы происходит при снижении тока до нуля (переключатель переходит в среднее положение). Перезажигание лампы происходит при напряжении U'_2 (переключатель переходит в другое крайнее положение).

На рис. 2.7 показано возникновение паузы тока при низком перезажигающем напряжении при включении лампы с резистивным ПРА.

В табл. 2.3 приведены значения коэффициента δ для различных типов разрядных ламп.

Среднее напряжение горения $U_{\text{г, ср}}$ при $\delta \leq 0,3$ и работе лампы без пауз тока приблизительно равно действующему значению напряжения на лампе:

$$U_{\text{л}} = \sqrt{1/\pi \int_0^\pi U_{\text{г, ср}}^2 (1 + \delta - 2\delta\theta/\pi)^2 d\theta} = U_{\text{г, ср}} \sqrt{1 + 1/3\delta^2} \approx U_{\text{г, ср}},$$

его значение можно взять из нормативной документации на лампы.

Для исправных люминесцентных ламп и ламп типа ДРЛ при работе в режимах без пауз тока и в режимах с малой паузой можно считать, что $U'_2 \approx U_1 = (1,2 \div 1,25) U_{\text{л}}$. Для люминесцентных ламп с дезактивированным катодом необходимо учитывать увеличение напряжения перезажигания до 700—900 В (рис. 2.8).

У металлогалогенных ламп напряжение перезажигания может быть выше, чем у ламп типа ДРЛ. Особенно это проявляется в период разгорания, когда температура горелки составляет 180—220° С, что связано с образованием при этих температурах отрицательных ионов двухиодистой ртути и быстрым спадом концентрации электронов при снижении тока

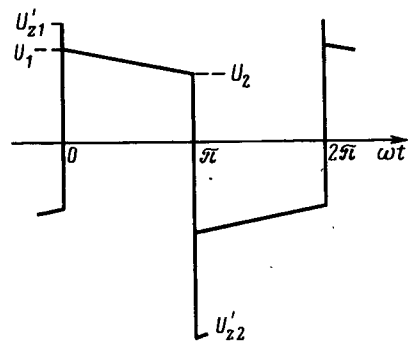


Рис. 2.8. Форма напряжения на лампе с одним деактивированным катодом при синусоидальном токе лампы

лампы до нуля [2.2]. При расчете схем с металлогалогенными лампами необходимо учитывать, что даже в режиме без пауз тока напряжение переза зажигания может увеличиваться до $U_z' = 350$ В, а в режиме с паузой 1 мс (1/20 часть периода) оно может достигать 600 В [2.2]. Для предотвращения погасания лампы в период разгорания схема ПРА должна обеспечивать ее устойчивое переза зажигания во всех этих режимах.

И, наконец, в люминесцентных лампах напряжение горения не остается постоянным и релаксирует на 6—10 В с частотой несколько килогерц (рис. 2.3) [2.2]. В силу небольшой амплитуды и сравнительно высокой частоты эти колебания не оказывают сколько-нибудь заметного влияния на электрические параметры ПРА. Однако обусловленные этим напряжением высокочастотные токи заметно влияют на спектр шума дросселей ПРА, что будет подробно рассмотрено ниже.

Таким образом, разрядная лампа как нелинейный элемент электрической цепи в соответствии с принятой алгебраической аппроксимацией характеризуется четырьмя параметрами: $U_{г,ср} \approx U_n$, ρ , δ и U_z' . Все указанные параметры мало зависят от электрического режима при работе лампы без пауз тока. Пауза тока влияет прежде всего на U_z' , однако при этом несколько изменяются и остальные параметры: U_n , ρ и δ . В дальнейшем под параметрами U_n , δ и ρ будем понимать их значения при работе лампы в режиме без пауз тока. Режимы с паузами тока будем рассматривать с учетом зависимости U_z' от длительности паузы и используя параметры U_n , ρ и δ в режимах без пауз тока.

2.4. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ РАЗРЯДНЫХ ЛАМП

Алгебраическая аппроксимация обеспечивает удовлетворительное приближение при расчете режимов без пауз тока и в ограниченной области частот. Учет пауз тока приводит, как

правило, к существенному усложнению аппроксимирующего выражения и снижению точности расчетов. Расчеты при широкой вариации частоты, анализ электрических режимов с импульсными полупроводниковыми стабилизирующими устройствами вообще не могут выполняться с применением указанных алгебраических аппроксимаций.

Сравнительно узкая область применения алгебраической аппроксимации определяется рядом ее особенностей. Во-первых, такая аппроксимация связывает функционально лишь значения величин в определенные моменты времени и не позволяет учесть их предысторию, во-вторых, не учитывается инерционность процессов, происходящих в газовом разряде.

От этих ограничений свободны аппроксимации электрических параметров разрядных ламп дифференциальными уравнениями, образующими так называемую *дифференциальную математическую модель* электрических параметров разрядных ламп. Модель позволяет учесть предысторию процесса заданием начальных условий и его инерционность введением соответствующих производных по времени. Интерес к модели в последние годы усилился в связи с появлением ряда импульсных полупроводниковых ПРА, расчет которых традиционными методами на основе алгебраической аппроксимации невозможен.

Какие же требования должны быть предъявлены к дифференциальной модели разрядной лампы? Во-первых, модель должна обеспечивать достаточную точность расчета при широкой вариации режимов работы лампы. На постоянном токе она должна соответствовать статической ВАХ. При работе в цепях промышленной частоты аппроксимация должна быть пригодна как для расчета режимов без пауз тока, так и режимов со значительной паузой, а на высоких частотах правильно описывать динамическую характеристику $u_n = R_z i_n$, в импульсных режимах — вольт-секундную $u_n(t)$ и ампер-секундную $i_n(t)$ характеристики лампы. Во-вторых, дифференциальные уравнения, входящие в модель, не должны быть очень сложными, чтобы не затруднять их применение для проведения электротехнических расчетов. Здесь предпочтение следует отдавать уравнениям первого или второго порядка с минимальной нелинейностью.

И, в-третьих, в уравнения должны входить легко измеряемые параметры или постоянные коэффициенты, значения которых могут быть определены с достаточной точностью.

Дифференциальная модель обычно строится на основе так называемых определяющих параметров [2.1]. *Определяющие параметры* связаны с совокупностью частиц, запасавших энергию: тепловую, магнитную, электрическую, энергию ионизированных атомов и т. д., существенно влияющую на электрическую проводимость лампы. В силу такой связи определяющие

параметры являются инерционными и их временные зависимости непрерывны и дифференцируемы.

В общем случае дифференциальная модель может быть представлена в виде системы дифференциальных уравнений

$$dO_i/dt = f_i(O_1; O_2; \dots; O_k; B_1; \dots; B_n) \quad (2.8)$$

и алгебраического уравнения электрической проводимости

$$u_n = R(O_i) i_n, \quad (2.9)$$

где O_i — определяющие параметры; B_j — внешние воздействия, приводящие к изменению накопленной энергии; $R(O_i)$ — электрическое сопротивление лампы, в общем случае зависящее от всех определяющих параметров; $i = 1; 2; \dots; k$; $j = 1; 2; \dots; n$.

Наилучшие результаты при разработке дифференциальной модели дает использование математических моделей с переменной структурой, которые в процессе накопления экспериментальных результатов позволяют шаг за шагом усложнять структуру модели и уточнять коэффициенты, входящие в уравнения. При этом усложнение структуры модели производится на основе сравнительного анализа теоретических и экспериментальных параметров газового разряда, уточнения входящих в уравнения коэффициентов, осуществляемого на базе экспериментальных результатов.

Разработка математической модели электрических параметров разрядных ламп включает следующие этапы:

- 1) выбор определяющего параметра и структуры дифференциального уравнения первого порядка с постоянными коэффициентами;
- 2) определение численных значений постоянных коэффициентов, входящих в модель;
- 3) анализ точности модели и область ее применения;
- 4) уточнение коэффициентов модели, определение их зависимости от режима, построения модели с переменными коэффициентами;
- 5) анализ точности и проверка адекватности модели;
- 6) выбор второго определяющего параметра и структуры модели второго порядка как развития модели первого порядка;
- 7) повторение этапов 2, 3, 4 и 5, определение необходимости разработки модели более высокого порядка и т. д.

На первом этапе выбор определяющего параметра простейшей модели с постоянными коэффициентами целесообразно провести с учетом энергии, накопленной в плазме газового разряда. В ртутных лампах как низкого, так и высокого давления основными видами энергии являются: энергия ионизированных атомов ртути и кинетическая энергия заряженных и нейтральных частиц (в лампах низкого давления — электронов, в лампах высокого давления — электронов, ионов и нейтральных атомов).

Энергии возбуждения и ионизации определяются средней концентрацией возбужденных атомов n_e и средней концентрацией электронов n_e . Кинетическая энергия частиц зависит от концентрации соответствующих частиц n_i и их средней энергии, которую при максвелловском распределении по скоростям можно характеризовать температурой T .

Таким образом, в качестве определяющего параметра могут быть приняты: средняя концентрация возбужденных атомов n_e , усредненная по объему и всем принимаемым во внимание уровням атома ртути, средняя концентрация электронов n_e и температура газа T для ртутных ламп высокого давления, температура электронов T_e для ртутных ламп низкого давления.

Однако существенными преимуществами в качестве определяющего параметра обладает средняя концентрация электронов n_e , так как она существенно влияет на скорость образования возбужденных и ионизированных атомов и практически определяет электрическую проводимость газового разряда.

На основе одного определяющего параметра — средней концентрации электронов n_e — построены математические модели электрических параметров люминесцентных ламп [2.7, 2.8]. Такие модели содержат три уравнения: одно дифференциальное и два алгебраических [2.9]:

$$dg_n/dt = g_n M_1(u_n) = F_1(u_n; g_n); \quad (2.10a)$$

$$G_n = i_n / u_n = g_n / [1 + K_1 (|u_n|/U_0 - 1)]; \quad (2.10б)$$

$$U_0/U_{0, \text{ном}} = (g_n/g_{n, \text{ном}})^{0,93p}, \quad (2.10в)$$

где U_0 — установившееся напряжение на лампе на постоянном токе ($U_0 \approx U_n$); $U_{0, \text{ном}}$ — номинальное установившееся напряжение на лампе на постоянном номинальном токе

$$U_{0, \text{ном}} \approx U_n \Big|_{I_n = U_{n, \text{ном}}} = U_{n, \text{ном}}.$$

Приведенная проводимость лампы g_n пропорциональна средней концентрации электронов n_e и равна проводимости лампы G_n при $u_n = U_0$.

В описываемой модели (2.10a) представляет собой нелинейное дифференциальное уравнение первого порядка и учитывает баланс средней концентрации электронов в плазме положительного столба разряда. Уравнение (2.10б) учитывает зависимость проводимости лампы G_n от приложенного напряжения u_n при постоянной средней концентрации электронов n_e (приведенной проводимости g_n).

Третье уравнение (2.10в) описывает статическую характеристику лампы и совпадает с (2.4).

Значения коэффициента K_1 в дифференциальной модели для большинства люминесцентных ламп лежат в пределах 0,3 — 0,4 [2.9] и для основных типов ламп мощностью от 8 до 80 Вт его можно принимать постоянным и равным 0,35.

На рис. 2.9 — 2.11 приведены зависимости функции $M_1(u_n)$. Как видно, функция $M_1(u_n)$ является существенно нелинейной.

Для люминесцентных ламп по результатам измерений [2.9] проведена аппроксимация функции $M_1(u_n)$ в двух областях:

Таблица 2.4. Коэффициенты математических моделей люминесцентных ламп

Мощность лампы, Вт	Диаметр колбы, мм	Длина лампы, мм	Номинальное напряжение на лампе, В	Значение коэффициента K_1		Значение коэффициента						
				среднее	средне-квадратичное отклонение σ_k	$a_0 \cdot 10^{-3}$	$a_1 \cdot 10^{-3}$	$a_2 \cdot 10^{-3}$	$b_0 \cdot 10^{-3}$	b_1	b_2	b_3
8	18	300	61	0,37	0,03	5,25	3,80	1,45	9,6	1,2	0,2	1,40
15	26	450	54	0,37	0,03	3,24	2,62	0,62	10,0	1,5	0,5	1,23
20	38	600	57	0,35	0,02	3,12	2,62	0,5	15,9	1,8	0,8	0,97
30	26	900	104	0,37	0,03	3,05	2,40	0,65	8,2	1,5	0,5	1,23
40	38	1200	103	0,36	0,03	2,96	2,36	0,60	13,0	1,8	0,8	0,92
65	38	1500	110	0,35	0,03	2,96	2,36	0,60	13,0	1,8	0,8	0,92

$$\left. \begin{aligned} M_1(u_n) &= a_0(u_n/U_0)^2 - a_1|u_n|/U_0 - a_2 \quad \text{при } |u_n| \leq U_0; \\ M_1(u_n) &= b_0\{|u_n|/U_0 - b_1 + b_2 \exp \\ &\quad [-b_3(|u_n|/U_0 - 1)]\} \quad \text{при } u_n \geq U_0. \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

Такая сложная аппроксимация обусловлена тем, что вид функции в этих областях существенно различен, и единое

аппроксимирующее выражение становится очень сложным. Определение коэффициентов a_i , b_i , входящих в (2.11), осуществлялось методом выбранных точек. Результаты расчетов приведены в табл. 2.4.

Адекватность математической модели ВАХ люминесцентных ламп проверялась в следующих режимах.

Во-первых, при работе на промышленной частоте с индуктивным, индуктивно-емкостным или резистивным балластом. Расчеты показали, что в самых неблагоприятных случаях, при работе со значительными паузами тока, достигающими 1/6 части периода, погрешность расчетов P_n , I_n и U_n не превышает $\pm 4\%$. В режимах без пауз тока погрешность не превосходит $\pm 2\%$ и в режимах, близких к номинальным, находится на уровне 1%.

Во вторых, в схеме с индуктивным или емкостным балластом при изменении частоты питающего напряжения от 50 Гц до 50 кГц проводилось сравнение формы напряжения и тока лампы. Получено хорошее качественное и количественное совпадение расчетных и экспериментальных кривых. На повышенной частоте ($f \geq 1$ кГц) напряжение и ток лампы становятся практически синусоидальными, что хорошо совпадает с результатами, полученными в [2.3]. Более того, при увеличении частоты питающего напряжения несколько снижается U_n , что неоднократно подтверждалось и в экспериментальных работах [2.3].

Из (2.10) следует, что на постоянном токе установившееся напряжение может быть найдено из условия

$$M_1(u_n) = 0. \quad (2.12)$$

С учетом (2.11) оно приводит к равенству $u_n = \pm U_0$.

Для напряжения на лампе произвольной формы

$$g_n = g_0 \exp \left[\int_0^t M_1(u_n) dt \right] \quad (2.13)$$

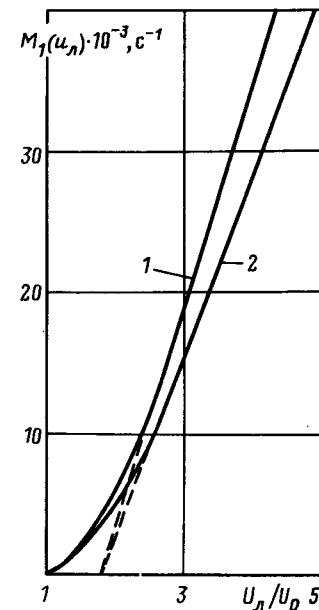


Рис. 2.11. Зависимость $M_1(u_n)$ от U_n/U_0 для люминесцентных ламп длиной 600 (1) и 1200 (2) в колбах диаметром 38 мм ($U_n > U_0$)

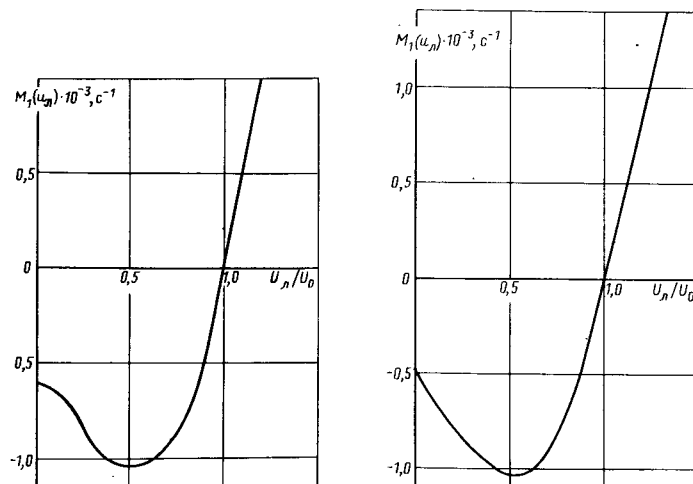


Рис. 2.9. Зависимость $M_1(u_n)$ от U_n/U_0 для люминесцентной лампы типа ЛБ40

Рис. 2.10. Зависимость $M_1(u_n)$ от U_n/U_0 для люминесцентной лампы типа ЛБ20

и общее выражение для тока лампы

$$i_n = \frac{g_0 \exp \left[\int_0^t M_1(u_n) dt \right]}{1 + K_1 (|u_n|/U_0 - 1)} u_n. \quad (2.14)$$

При периодическом переменном напряжении на лампе с периодом T_n установившийся режим наступает при условии

$$\int_0^{T_n} M_1(u_n) dt = 0. \quad (2.15)$$

В силу нелинейности функции $M_1(u_n)$ и среднее, и действующее напряжения на лампе зависят от его формы. Так, при синусоидальной форме $u_n(t)$ среднее и даже действующее значения напряжения на лампе меньше, чем при прямоугольной форме напряжения. Этим частично объясняется некоторое снижение напряжения на лампе на повышенной частоте.

И, наконец, в-третьих, в импульсных режимах при экспоненциальном нарастании и снижении напряжения и тока во всем диапазоне изменения постоянной времени фронта импульса (от 0,2 до 100 мкс) наблюдается качественное и количественное совпадение рассчитанной и экспериментальной формы импульсов напряжения и тока. Погрешность расчетов амплитуды импульсов перенапряжения не превосходит $\pm 8\%$, скорости изменения тока лампы $\pm 6\%$.

Таким образом, рассмотренная математическая модель ВАХ люминесцентных ламп адекватна в широком диапазоне частот и при различных режимах работы ламп.

Высокочастотная граница применимости модели, по-видимому, должна быть связана с тепловой инерцией теплоемкости электронного газа. Однако даже при фронте нарастания и спада импульсов напряжения и тока около 0,2 мкс не обнаружено возникновения заметных инерционных процессов.

Для ламп типа ДРЛ наилучшие результаты дает математическая модель, приведенная в [2.9, 2.10]:

$$dg_n/dt = g_n^2 M_1(u_n) = F_1(u_n; g_n); \quad (2.16a)$$

$$d\beta/dt = M_2(u_n) (\beta_{уст} - \beta) = F_2(u_n; \beta); \quad (2.16b)$$

$$G_n = \beta g_n = i_n/u_n, \quad (2.16в)$$

где $\beta_{уст}$ — установившееся значение β при $u_n = \text{const}$.

Как видно из (2.16), модель лампы типа ДРЛ состоит из двух нелинейных дифференциальных уравнений первой степени (2.16a)-и (2.16б) и алгебраического уравнения (2.16в). Введение второго дифференциального уравнения связано с тем фактом, что в лампах типа ДРЛ при сравнительно более высоком

Таблица 2.6. Значения коэффициента A_n для ламп ДРЛ различных мощностей

Номинальная мощность лампы P_n , Вт	Номинальное напряжение горения на постоянном токе U_0 , В	Напряжение на лампе при включении с ДОО $U_{л. ном}$, В	Значение коэффициента A_n , $1/(A \cdot B \cdot c)$
80	112	115	27,0
125	121	125	20,0
250	126	130	9,0
400	131	135	5,5
700	136	140	3,4
1000	140	145	2,5

давлении паров ртути необходимо учитывать инерционность изменения электронной температуры.

Для аппроксимации нелинейных коэффициентов в [2.9] предложены выражения

$$M_1(u_n) = \frac{A_n U_0^2 [(u_n/U_0)^2 - 1]}{0,4 + 0,6(|u_n|/U_0)}; \quad (2.17)$$

$$M_2(u_n) = 10^4 [1,5 + 3(|u_n|/U_0)^{1,5}]; \quad (2.18)$$

$$\beta_{уст} = 0,4 + 0,6|u_n|/U_0.$$

Значения постоянного коэффициента A_n для ламп типа ДРЛ разной мощности приведены в табл. 2.6 [2.10].

Погрешности расчета при анализе режимов электромагнитных ПРА с лампами ДРЛ при отсутствии паузы тока лампы не превышают $\pm 3\%$. В режимах с паузами тока и в импульсных режимах с различными балластами погрешности не превосходят $\pm 7\%$.

К сожалению, до настоящего времени не разработаны математические модели ламп типов ДНаТ и ДРИ. Использование для расчета режимов с этими типами ламп моделей (2.16) приводит к значительной погрешности, которая в ряде сложных режимов может достигать 30—35%.

Глава третья

РАСЧЕТ СХЕМ ПРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРИНЦИПА ШТРАУХА

3.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ РАСЧЕТА ЦЕПЕЙ ПРА

Как уже отмечалось выше, принцип Штрауха применим, когда форма напряжения $u_n(t)$ может быть принята в некоторых пределах независимой от формы тока лампы $i_n(t)$. Поэтому методы, основанные на этом принципе, применимы в основном

для расчетов традиционных электромагнитных схем включения. Однако и ряд схем с полупроводниковыми стабилизирующими устройствами может быть проанализирован указанными методами.

В настоящей главе на основе принципа Штрауха и методов припасовывания и гармонического анализа проведен анализ основных типов ПРА при работе с исправной лампой и с лампой, один из электродов которой деактивирован. В отдельный раздел выделены методы расчета коэффициентов чувствительности, учитывающие изменение режима работы лампы при малых изменениях параметров схемы, напряжения источника питания и т. д. Все расчеты проведены с использованием математических моделей, описанных в гл. 2.

Для анализа электрических цепей ПРА, работающих на промышленной частоте, разработаны дополнительные расчетные методы [3.1, 3.2]: метод переменных коэффициентов, общие условия работы лампы без пауз тока и ряд других, которые изложены ниже.

Преобразование характеристик нелинейных двухполюсников. При анализе электрических цепей переменного тока с нелинейными безынерционными двухполюсниками (например, нелинейными дросселями и конденсаторами, трансформаторами, диодами и т. д.) в зависимости от характера рассматриваемого вопроса используются различные типы характеристик: мгновенных, средних или действующих значений, одной или нескольких гармонических составляющих. Обычно необходимая характеристика рассчитывается по соответствующей характеристике для мгновенных значений. Однако такие пересчеты характеристик весьма трудоемки и их нужно проводить заново при всех изменениях характеристик нелинейных элементов.

Рассмотрим метод переменных коэффициентов, который позволяет существенно облегчить пересчет характеристик нелинейных двухполюсников, особенно при некоторых вариациях его характеристик. В ряде случаев метод позволяет по характеристикам действующих и средних значений электрических параметров и спектральному составу сигналов восстановить нелинейную амплитудную характеристику или характеристику для мгновенных значений электрических величин.

В методе переменных коэффициентов характеристика нелинейного элемента представляется в виде [3.2]

$$y = a[x + kf(x)], \quad (3.1)$$

где x , y — мгновенные значения электрических величин, связанные характеристикой нелинейного элемента; k — коэффициент

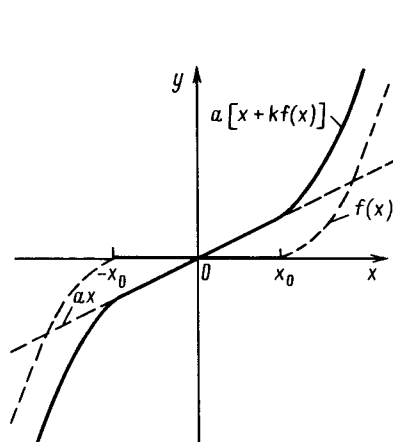


Рис. 3.1. Аппроксимация характеристики нелинейного элемента

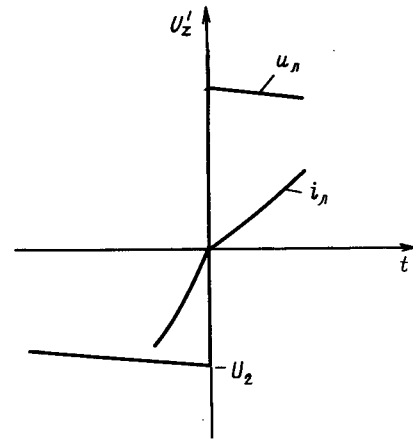


Рис. 3.2. Форма напряжения на лампе $u_n(t)$ и тока лампы $i_n(t)$ при перезажигании лампы (режим без пауз тока лампы)

нелинейности характеристики; $f(x)$ — произвольная нелинейная функция. При $k=0$ нелинейная характеристика переходит в линейную, $y=ax$. Мерой нелинейности характеристики может служить модуль $|k|$. Нелинейная функция $f(x)$ может иметь весьма произвольный вид. Например, на рис. 3.1 показана характеристика нелинейного элемента, у которого функция $f(x)$ симметрична и имеет излом в точке x_0 :

$$f(x) \begin{cases} = 0, & \text{если } |x| \leq x_0; \\ > 0, & \text{если } |x| > x_0. \end{cases}$$

В качестве нелинейной может выбираться и несимметричная функция, неоднозначная для нелинейных характеристик с гистерезисом, и даже функция с конечным числом разрывов второго рода.

В соответствии с методом переменных коэффициентов действующее значение $y(\theta)$ при $x(\theta)$ с периодом T_n выражается соотношением

$$Y = Y_0 \sqrt{1 + 2kA(X_m) + k^2 B(X_m)}, \quad (3.2)$$

где $Y_0 = aX$ — действующее значение функции $y(\theta)$, найденное для линейного двухполюсника с характеристикой $y=ax$; $A(X_m)$ и $B(X_m)$ — безразмерные переменные коэффициенты, определяемые интегральными функциями $P(x; \theta)$ вида

$$P(x; \theta) = \frac{\int_0^{T_n} x^p [f(x)]^l \exp(j \cdot 2\pi q \theta / T_n) d\theta}{\int_0^{T_n} x^n d\theta} \quad (3.3)$$

где $p, l, n=1, 2, 3 \dots; j=\sqrt{-1}$.

Переменные коэффициенты зависят от вида функции $f(x)$, формы $x(\theta)$ и амплитуды X_m и не зависят от коэффициента нелинейности k . При заданной функции $f(x)$ и постоянной форме x/X_m , например $x(\theta)/X_m = \sin \theta$, переменные коэффициенты зависят только от амплитуды X_m .

В цепи с нелинейным элементом спектр $y(\theta)$ отличается от спектра $x(\theta)$. Для нахождения спектрального состава $y(\theta)$ можно ввести переменные коэффициенты $D_q(X_m)$. Тогда эффективное значение косинусоидальной и синусоидальной составляющих при $q=1, 2, 3 \dots$

$$Y'_q = Y'_{q0} + k Y_{m0} D'_q(X_m); \quad (3.4)$$

$$Y''_q = Y''_{q0} + k Y_{m0} D''_q(X_m) \quad (3.5)$$

и действующее значение q -й гармоники

$$Y_q = \sqrt{Y'^2_q + Y''^2_q}, \quad (3.6)$$

где Y'_{q0}, Y''_{q0} — эффективные значения косинусоидальной и синусоидальной составляющих; $Y_{m0} = a X_m$ — амплитуда $y(\theta)$ в цепи с линейным двухполюсником.

Аналогично для среднего за период значения функции

$$Y_{cp} = Y_{cp0} + k Y_{m0} D_0(X_m). \quad (3.7)$$

При однозначной функции $f(x)$ может быть найдено среднее значение модуля функции за половину периода $T_n/2$:

$$Y_{cp, \text{мод}} = Y_{cp, \text{мод}0} [1 + k C(X_m)], \quad (3.8)$$

где коэффициенты A, B и D не являются независимыми. Связь между ними может быть установлена из выражения для действующего значения $y(\theta)$:

$$Y = Y_0 \sqrt{1 + 2kA(X_m) + k^2 B(X_m)} = \sqrt{Y_{cp}^2 + \sum_{q=1}^{\infty} Y_q^2}. \quad (3.9)$$

Возведя в квадрат и приравнявая члены с одинаковыми степенями, получим

$$A = X_m / X \left(X_{cp} D_0 / X + \sum_{q=1}^{\infty} X'_q D'_q / X + \sum_{q=1}^{\infty} X''_q D''_q / X \right); \quad (3.10)$$

$$B = (X_m / X)^2 (D_0^2 + D_1^2 + D_1'^2 + \dots), \quad (3.11)$$

где X_{cp} и X — соответственно среднее и действующее значения $x(\theta)$; X'_q, X''_q — действующие значения косинусоидальной и синусоидальной составляющих q гармоник.

Равенство (3.10) учитывает спектральный состав функции и существенно упрощается при синусоидальном воздействии. Конкретные зависимости коэффициентов A, B, C, D от X_m при различных типах нелинейных характеристик будут рассмотрены ниже.

Условия работы лампы без пауз тока. Рассмотрим в общем виде условия работы лампы без пауз тока при питании от источника промышленной частоты. Для простоты рассмотрим одноламповую схему, причем результаты легко могут быть распространены и на многоламповые схемы. Пусть перезажигание лампы происходит в момент времени $t=0$ (рис. 3.2). В этот момент ток лампы $i_n=0$, и напряжение на лампе изменяется скачком от $-U_2$ до $+U_z$ при практически постоянном напряжении питания. Отсутствие паузы тока характеризуется положительной производной $di_n/dt > 0$ во время перезажигания.

Напряжение на лампе $u_n(t)$ препятствует протеканию тока, поэтому после перезажигания скорость нарастания тока лампы уменьшается. Таким образом, в момент перезажигания происходит изменение производной тока лампы так, что

$$di_n(-0)/dt > di_n(+0)/dt > 0. \quad (3.12)$$

Переход к работе с паузами тока происходит при

$$di_n(+0)/dt = 0. \quad (3.13)$$

Необходимым условием работы без пауз тока является отсутствие скачков тока в момент перезажигания, вызванных изменением напряжения на лампе, так как такие скачки могут привести только к изменению знака производной $di_n(+0)/dt$ и, следовательно, к появлению паузы тока. Скачок тока будет отсутствовать при

$$\lim_{p \rightarrow \infty} \left(p \frac{U_z + U_2}{p} \frac{1}{Z(p)} \right) = \lim_{p \rightarrow \infty} \frac{U_z + U_2}{Z(p)} = 0, \quad (3.14)$$

где $Z(p)$ — операторное входное сопротивление схемы включения со стороны лампы. В общем виде оно имеет вид

$$Z(p) = \frac{a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n}{b_0 p^l + b_1 p^{l-1} + \dots + b_l}. \quad (3.15)$$

Условие (3.14) выполняется при $n > l$.

Разница между степенью числителя и знаменателя в (3.15) не может быть больше единицы, поэтому $n = l + 1$ и выражение для $Z(p)$ может быть представлено в виде

$$Z(p) = \frac{a_0 p^{l+1} + a_1 p^l + \dots + a_{l+1}}{b_0 p^l + b_1 p^{l-1} + \dots + b_l}. \quad (3.16)$$

Это соответствует неограниченному возрастанию комплексного сопротивления $Z(j\omega)$ при росте частоты $\omega \rightarrow \infty$:

$$Z(j\omega) \rightarrow j\omega a_0 / b_0 = j\omega L_3, \quad (3.17)$$

где L_3 — эквивалентная индуктивность входного сопротивления на высокой частоте.

Таким образом, необходимым условием для создания режима работы без пауз тока является индуктивный характер входного сопротивления схемы включения со стороны лампы при неограниченном возрастании частоты. В многоконтурных схемах это означает, что любой контур, содержащий разрядную лампу, должен содержать по крайней мере одно индуктивное сопротивление. В схеме одноконтурных ПРА для этого достаточно включить последовательно с лампой один дроссель.

Из (3.12) следует, что при перезажигании скорость нарастания тока не должна изменяться больше чем на определенное значение

$$\begin{aligned} & di_n(-0)/dt - di_n(+0)/dt = \\ & = \lim_{p \rightarrow \infty} \left(p \frac{U'_z + U_2}{Z(p)} \right) < di_n(-0)/dt. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Это значит, что индуктивная составляющая входного сопротивления L_3 должна быть больше некоторого минимального значения

$$L_3 = a_0 / b_0 > (U'_z + U_2) / (di_n(-0)/dt). \quad (3.19)$$

Условие (3.19) можно представить и в другом виде. Для синусоидального тока

$$di_n(-0)/dt = \sqrt{2} \omega I_n. \quad (3.20)$$

Тогда

$$I_n \omega L_3 = U_{L_3} > U_{L_3 \min} = (U'_z + U_2) / \sqrt{2} \quad (3.21)$$

или

$$U_3 > U_{3 \min}, \quad (3.22)$$

где U_3 — напряжение на последовательно включенных лампе и дросселе (рис. 3.3).

Условия (3.21) и (3.22) справедливы и для несинусоидального тока лампы, но при этом $U_{L_3 \min}$ и $U_{3 \min}$ будут иметь иные значения.

Как видно из изложенного, условия работы без пауз тока накладывают жесткие ограничения на вид схемы ПРА. Схема однолампового ПРА может быть приведена к виду, показанному на рис. 3.3, где активный двухполюсник A_1 имеет входное операторное сопротивление

$$Z_1(p) = Z(p) - p a_0 / b_0. \quad (3.23)$$

Аналогично многоламповые схемы можно приводить к эквивалентному активному многополюснику, к которому через эквивалентные дроссели подключают разрядные лампы (рис. 3.4).

Здесь необходимо сделать одно замечание. В линейных схемах выделение эквивалентной индуктивности не представляет сложности. В нелинейных многоконтурных схемах оно может быть произведено на основе теоремы о нелинейном эквивалентном генераторе [3.1]. При этом в общем случае результирующая индуктивность может быть не только нелинейной, но и модулированной во времени. Однако в первом приближении при расчете по первым гармоникам нелинейная эквивалентная индуктивность от времени не зависит.

Общий метод расчета установившихся режимов цепей с разрядными лампами. В качестве общего метода анализа установившегося режима электрических цепей с разрядными лампами можно применять специально разработанный *итеративный метод* расчета, основанный на решении уравнений переменных состояний при алгебраической аппроксимации вольт-секундных характеристик ламп.

Для линейных цепей с разрядными лампами уравнения переменных состояния имеют вид

$$\dot{X} = A \cdot X + A_1 \cdot V, \quad (3.24)$$

где X — вектор переменных состояния размером $(m+n)$:

$$X = \begin{bmatrix} \Psi_i \\ Q_j \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

В вектор X входят m потокоцеплений Ψ_i индуктивных элементов ($i=1, 2, \dots, m$) и n зарядов Q_j ($j=1, 2, \dots, n$) на конденсаторах; $\dot{X}$ — вектор размером $(m+n)$ производных потокоцепления и заряда по времени:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} d\Psi_i/dt \\ dQ_j/dt \end{bmatrix}; \quad (3.26)$$

V — вектор размером p питающих напряжений и напряжений на лампах; A — квадратная матрица постоянных коэффициентов размером $(m+n) \times (m+n)$; A_1 — прямоугольная матрица постоянных коэффициентов размером $(m+n) \times p$.

Элементы матриц A и A_1 определяются топологией и параметрами схемы. При всех линейных элементах (R, L, C) определение установившегося режима не представляет труда, например оно может быть найдено операторным методом с выделением только периодических составляющих.

При наличии некоторого количества нелинейных элементов, таких, как нелинейные дроссели и конденсаторы, нелинейные резисторы, уравнения переменных состояния могут быть записаны в виде

$$\dot{X} = F(X; V), \quad (3.27)$$

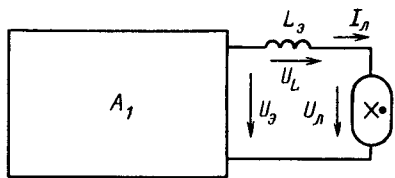
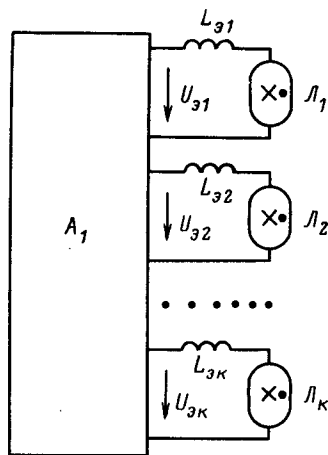


Рис. 3.3. Расчетная схема однолампового ПРА, обеспечивающего режим работы без пауз тока

Рис. 3.4. Расчетная схема многолампового ПРА, обеспечивающего режим работы без пауз тока



где $\mathbf{F}$ — столбцевая матрица нелинейных функций вида

$$\mathbf{F}_i(\mathbf{X}; \mathbf{V}). \quad (3.28)$$

Характерно, что в нелинейные функции $\mathbf{F}_i(\mathbf{X}; \mathbf{V})$ в качестве независимых переменных входят только элементы векторов $\mathbf{X}$ и $\mathbf{V}$, а в качестве нелинейных коэффициентов — переменные коэффициенты нелинейного дросселя, конденсатора и резисторов.

Сделаем одно замечание. Систему нелинейных дифференциальных уравнений легко привести к виду (3.27), если размерность вектора $\mathbf{X}$ больше или равна числу определяющих параметров r (токов, напряжений, потокосцеплений, зарядов и т. д.), т. е.

$$m+n \geq r. \quad (3.29)$$

Для цепей с разрядными лампами условие (3.29), как правило, выполняется. Однако, если $m+n < r$, то к вектору $\mathbf{X}$ можно добавить $r-(m+n)$ элементов с напряжениями или токами нелинейных (линейных) резисторов.

Решение системы (3.27) удобно производить методом гармонического баланса. Ищем значения искомого параметров в виде суммы ряда основной и нескольких высших гармоник:

$$\mathbf{X} \approx \mathbf{a}_1 \cos \omega t + \mathbf{b}_1 \sin \omega t + \sum_{q=2}^k (\mathbf{a}_q \cos q\omega t + \mathbf{b}_q \sin q\omega t), \quad (3.30)$$

где $\mathbf{a}_1, \mathbf{b}_1, \mathbf{a}_q, \mathbf{b}_q$ — столбцовые матрицы размером $(m+n) \times 1$. Равенство (3.30) можно записать в сокращенном виде:

$$\mathbf{X} \approx \mathbf{X}_1 + \sum_{q=2}^k \mathbf{X}_q. \quad (3.31)$$

Расчет ведем методом последовательных приближений и при каждом приближении полагаем, что переменные коэффициенты имеют постоянное значение.

1. Расчет первого приближения проводим при значениях переменных коэффициентов, соответствующих синусоидальным воздействиям в виде ряда последовательных шагов.

1.1. Преобразуем систему (3.27) в систему уравнений по первым гармоникам. Для всех нелинейных элементов вычисляем коэффициенты D'_1 и D''_1 для синусоидальных воздействий и находим все нелинейные характеристики для первых гармоник. Вычисляем нелинейные функции $\mathbf{F}_1(\mathbf{X}_1; \mathbf{V}_1)$ при замене всех нелинейных функций на характеристики по первым гармоникам, рассчитанные с помощью коэффициентов D'_1 и D''_1 , и замене величин $\mathbf{X}$ и $\mathbf{V}$ на $\mathbf{X}_1$ и $\mathbf{V}_1$. Тогда (3.27) примет вид

$$\mathbf{X}_1 = \mathbf{F}_1(\mathbf{X}_1; \mathbf{V}_1). \quad (3.32)$$

Оно дает $2(m+n)$ алгебраических уравнений для определения $2(m+n)$ элементов матриц $\mathbf{a}_1$ и $\mathbf{b}_1$.

1.2. На втором шаге ищем первое приближение в виде основной и одной высшей гармоники (например третьей):

$$\mathbf{X} \approx \mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_3. \quad (3.33)$$

Считаем, что матрицы $\mathbf{a}_1$ и $\mathbf{b}_1$ нам известны из решения на первом шаге, и составляем уравнение для определения матриц $\mathbf{a}_3$ и $\mathbf{b}_3$:

$$\mathbf{X}_3 = \mathbf{F}_3(\mathbf{X}_1; \mathbf{X}_3; \mathbf{V}_1; \mathbf{V}_3). \quad (3.34)$$

Здесь $\mathbf{F}_3$ зависит только от интегральных коэффициентов $D'_3; D''_3$. В первом приближении используем коэффициенты D'_3 и D''_3 , рассчитанные для синусоидального воздействия. Тогда в соответствии с (3.3) и (3.4) третьи гармоники напряжения (тока) на нелинейных элементах составляют

$$\begin{cases} U'_3 = U'_{30} + k U_{m0} D'_3; \\ U''_3 = U_{30} + k U_{m0} D''_3. \end{cases} \quad (3.35)$$

Из (3.35) видно, что напряжения U'_3 и U''_3 содержат по два слагаемых. Первые из них U'_{30} и U''_{30} линейно зависят от амплитуды третьей гармоники тока, а вторые только от амплитуды основной гармоники и постоянны при неизменных коэффициентах D . Отсюда следует, что (3.35) линейно относительно третьих гармоник и может быть легко решено (например, комплексным методом).

1.3. На следующих шагах аналогично определяем другие высшие гармоники для искомого первого приближения $\mathbf{X}$ и рассчитываем электрические режимы всех нелинейных элементов.

2. Для вычисления второго приближения рассчитываем все коэффициенты D_q при постоянном содержании высших гармоник, найденном в первом приближении.

Для найденных коэффициентов определяем нелинейные характеристики и находим второе приближение

$$\mathbf{X}^{(2)} = \mathbf{X}_1^{(2)} + \sum_{q=2}^k \mathbf{X}_q^{(2)}. \quad (3.36)$$

Аналогично при необходимости могут быть найдены третьи, четвертые и следующие приближения.

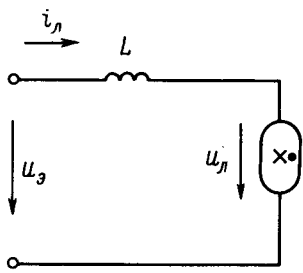


Рис. 3.5. Расчетная схема индуктивного балласта без потерь

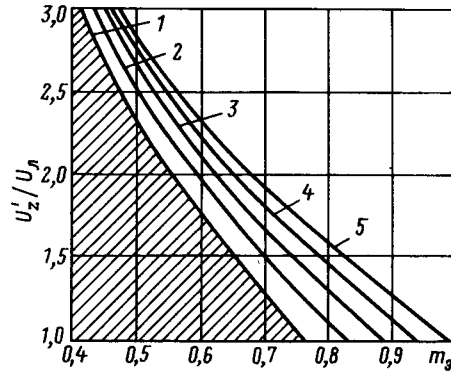


Рис. 3.6. Области горения с различными паузами тока $\Delta\varphi$: 1—0°; 2—10°; 3—20°; 4—30°; 5—40° (область без пауз тока заштрихована)

В рассмотренном методе наиболее трудоемкими являются расчет переменных коэффициентов D_q и решение уравнений баланса по первым гармоникам. Однако обе эти операции производятся только один раз при вычислении каждого нового приближения. Расчет высших гармоник существенно менее трудоемок, что позволяет учитывать большое число высших гармонических составляющих. И еще одно замечание: расчет по первым гармоникам существенно упрощается применением нелинейного метода наложения и метода нелинейного эквивалентного генератора.

3.2. АНАЛИЗ ИНДУКТИВНОГО БАЛЛАСТА

Проведем анализ идеального и реального индуктивных балластов при работе с исправной лампой. Анализ аномальных режимов рассмотрен в конце настоящей главы.

Индуктивный балласт без потерь представляет собой идеальный дроссель, включенный последовательно с лампой (рис. 3.5). Расчет индуктивного балласта без потерь целесообразно провести для синусоидального напряжения $u_0 = \sqrt{2} U_0 \sin(\omega t + \varphi)$, так как подобный режим реализуется в целом ряде типов ПРА и является хорошим первым приближением при расчете большинства схем [3.3]. Уравнение электрического состояния для этого случая имеет вид

$$d\Psi / dt = \sqrt{2} U_0 \sin(\omega t + \varphi) - u_n(t). \quad (3.37)$$

Здесь угол φ учитывает сдвиг фазы питающего напряжения относительно нуля тока лампы.

Напряжение на лампе в соответствии с (2.6)

$$u_n(\theta) = U_n(1 + \delta - 2\delta\theta/\pi). \quad (3.38)$$

Тогда

$$\Psi(\theta) = U_0 / \omega [\sqrt{2} \cos \varphi - \sqrt{2} \cos(\theta + \varphi) - \theta m_3(1 + \delta - \delta\theta/\pi)]. \quad (3.39)$$

Условие периодичности имеет вид

$$\Psi(0) = \Psi(\pi) = 0. \quad (3.40)$$

Подставляя в него выражение для $\Psi(\theta)$, находим начальную фазу

$$\cos \varphi = m_3 \pi / 2 \sqrt{2} = 1,11 m_3. \quad (3.41)$$

Для режима горения без пауз тока необходимо выполнить условие переза зажигания лампы

$$u_0(0) \geq U'_z, \quad (3.42)$$

из которого получаем условие горения без пауз тока

$$\sin \varphi \geq U'_z / (\sqrt{2} U_0). \quad (3.43)$$

При горении с паузами тока переза зажигания лампы происходит при

$$\sqrt{2} U_0 \sin \varphi = U'_z, \quad (3.44)$$

а погасание при $\theta = \pi - \Delta\varphi$.

Подставляя эти условия в (3.39), получим соотношение для длительности паузы тока $\Delta\varphi$:

$$m_3 = U_n / U_0 = \sqrt{\frac{2}{\left(\frac{U'_z}{U_n}\right)^2 + \left(\frac{\pi - \Delta\varphi - U'_z / (U_n \sin \Delta\varphi)}{1 + \cos \Delta\varphi}\right)^2}}. \quad (3.45)$$

Критическое значение отношения m_3 , при котором происходит переход к режиму с паузами тока,

$$m_{3, \text{кр}} = \sqrt{\frac{2}{(U'_z / U_n)^2 + \pi^2 / 4}}. \quad (3.46)$$

Области горения с паузами тока различной длительности, рассчитанные по (3.45), показаны на рис. 3.6.

По (3.39) для режима без пауз тока получены все основные соотношения для контура лампа — идеальный индуктивный балласт. Результаты расчетов приведены в табл. 3.1 и 3.2. Все фазовые углы рассчитаны относительно фазы перехода тока лампы через нуль. Тогда фаза напряжения питания равна φ . В табл. 3.2 даны общие выражения для [3.4] дросселя с нелинейной характеристикой.

Таблица 3.1. Основные соотношения для контура лампы — идеальный индуктивный балласт

Параметр	Математическое выражение параметра
Максимальное поточосцепление	$\Psi_{\max} = U_s / \omega [\sqrt{2 - m_s^2} + m_s (\xi + \varphi)(1 - \delta) + m_s (\xi + \varphi)^2 \delta / \pi - m_s \pi / 2]$
Фаза максимального поточосцепления	$\theta_{\max} = \pi - \varphi - \xi, \quad \xi = \arcsin(m_s / \sqrt{2})$
Среднее напряжение на дросселе	$U_{\text{др, ср}} = 4f \Psi_{\max}$
Действующее напряжение на дросселе	$U_{\text{др}} = U_s \sqrt{1 - m_s^2 - 1,14 m_s \delta \sqrt{1 - 1,23 m_s^2}}$
Действующее значение тока лампы	$I_{\text{л}0} = U_s / (\omega L_0) \sqrt{1 - 1,18 m_s^2 - 1,14 m_s \delta \sqrt{1 - 1,23 m_s^2}}$
Мощность лампы	$P_{\text{л}0} = [U_s^2 m_s / (\omega L_0)] (0,9 \sqrt{1 - 1,23 m_s^2} - 0,64 m_s \delta)$
Действующее значение первой гармоники тока лампы	$I_{10} = U_s / (\omega L_0) \sqrt{1 - 1,19 m_s^2 - 1,14 m_s \delta \sqrt{1 - 1,23 m_s^2}}$
Действующее значение нечетной высшей гармоники тока (косинусоидальная составляющая)	$I_{q0} = 0,9 U_s m_s / (\omega L_0 q^2)$
Фазовый угол первой гармоники тока лампы	$\varphi_{10} = \pi m_s / (2 \sqrt{2}) - \arccos(P_{\text{л}0} / U_s I_{10})$

При использовании коэффициентов A , B и C , рассчитанных для реальной кривой намагничивания электротехнической стали, коэффициент самоиндукции дросселя L_0 на линейном участке при постоянном сечении S магнитопровода равен

$$L_0 = \frac{S W^2}{l(\sigma + 1/\mu_{\text{нач}})}, \quad (3.47)$$

где l — средняя длина силовой линии; $\mu_{\text{нач}}$ — магнитная проницаемость стали на линейном начальном участке [для холоднокатаной стали $\mu_{\text{нач}} = 6,8 \cdot 10^{-3}$ Тл/(А · см), для горячекатаной стали $\mu_{\text{нач}} = 5 \cdot 10^{-3}$ Тл/(А · см)]; σ — относительный воздушный зазор.

Таблица 3.2. Основные соотношения для контура лампы — нелинейный индуктивный балласт

Параметр	Математическое выражение параметра
Действующее значение тока лампы	$I_{\text{л}} = I_{\text{л}0} \sqrt{1 + 2kA + k^2 B}$
Действующее значение первой гармоники тока лампы	$I_1 = \sqrt{(I_{10} + \Psi_{\max} k D'_1 / L_0)^2 + (\Psi_{\max} k D''_1 / L_0)^2}$
Фазовый угол первой гармоники тока лампы	$\varphi_1 = \varphi - \arccos \frac{P_{\text{л}}}{U_s I_1}$
Действующее значение косинусоидальной составляющей нечетной высшей гармоники тока лампы	$I'_q = 0,9 \frac{U_s m_s}{\omega L_0 q^2} + \Psi_{\max} k D'_q / L_0$
Действующее значение синусоидальной составляющей нечетной высшей гармоники тока лампы	$I''_q = 0,573 \frac{U_s \delta m_s}{\omega L_0 q^2} + \Psi_{\max} k D''_q / L_0$
Мощность лампы	$P_{\text{л}} = P_{\text{л}0} (1 + kC)$

В соответствии с [3.5]

$$\sigma = l_{\text{в}} / (l_{\text{ст}} + l_{\text{в}}) \cdot 0,798 \cdot 10^6 / \gamma_{\text{в}}, \quad (3.48)$$

где $l_{\text{в}}$ и $l_{\text{ст}}$ — соответственно длина воздушного зазора и средняя длина пути магнитных силовых линий в магнитопроводе (стали); $\gamma_{\text{в}}$ — коэффициент, учитывающий рассеяние и выпучивание магнитного потока в зазоре ($\gamma_{\text{в}} = 1,05 \div 1,2$).

Коэффициент нелинейности дросселя с воздушным зазором

$$k = k_0 / (1 + \mu_{\text{нач}} \sigma). \quad (3.49)$$

Для холоднокатаной электротехнической стали $k_0 = 2,94$, для горячекатаной $k_0 = 0,94$.

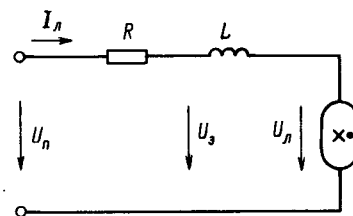


Рис. 3.7. Расчетная схема индуктивного ПРА

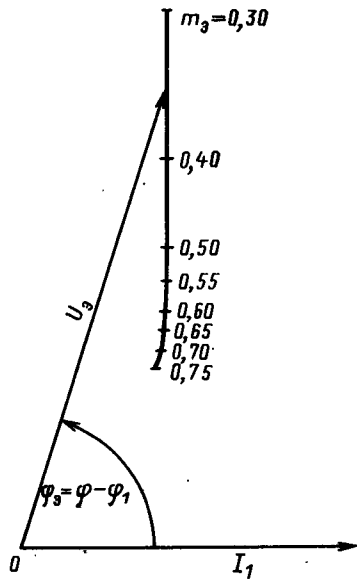


Рис. 3.8. Годограф вектора U_3 ($\delta=0,2$)

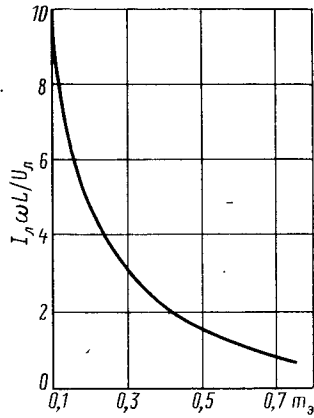


Рис. 3.9. Зависимость $I_d \omega L / U_n$ от $m_3 = U_n / U_3$ ($\delta=0,2$)

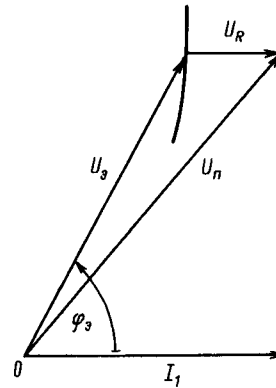


Рис. 3.10. Векторная диаграмма индуктивного ПРА

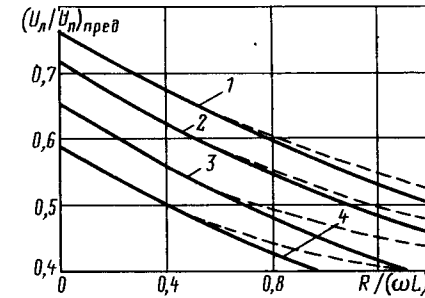


Рис. 3.11. Условия работы без пауз тока для индуктивного ПРА:
— первое приближение;
--- точное решение: 1— $U'_z / U_n = 1,0$; 2—1,25; 3—1,5; 4—1,75

рис. 3.11 представлены предельные зависимости, при которых осуществляется режим без пауз тока. На рисунке показано первое приближение, рассчитанное по векторным диаграммам, и точное решение, полученное на ЭВМ с учетом 3, 5 и 7-й гармоник. Как видно, первое приближение удовлетворительно описывает процесс при $R/(\omega L) \leq 0,5$, что выполняется в подавляющем большинстве индуктивных ПРА. Для повышения точности расчетов все вычисления по векторным диаграммам целесообразно вести аналитически с использованием формул, приведенных в табл. 3.1 и 3.2. Такие расчеты сравнительно нетрудоемки при применении простейших калькуляторов.

3.3. АНАЛИЗ ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНОГО БАЛЛАСТА

В соответствии с изложенным в § 1.3 для расчета индуктивно-емкостного ПРА с разрядной лампой целесообразно использовать метод гармонического анализа и синтеза. Ниже приведен расчет указанного контура при работе с исправной лампой. Из анализа аномального режима, рассматриваемого в § 3.5, следует, что этот режим представляет определенную опасность для индуктивно-емкостного ПРА и накладывает довольно жесткие ограничения на линейность ВАХ индуктивного элемента. Поэтому расчет проводится лишь для линейного индуктивно-емкостного ПРА без потерь [1.24]. Последнее обстоятельство связано с тем, что пренебрежение потерями и использование зависимости прямоугольной формы, аппроксимирующей напряжение на лампе, дают примерно одинаковые по абсолютному значению и противоположные по знаку систематические по-

$$L_3 = \frac{L_0}{\sqrt{(1 + kK_{\alpha 0} D_1')^2 + (kK_{\alpha 0} D_1'')^2}}, \quad (3.50)$$

где $K_{\alpha 0}$ — коэффициент амплитуды тока в схеме с линейным дросселем, $K_{\alpha 0} = I_{L \max} / I_L = \Psi_{\max} / (I_L L_0)$.

С помощью годографа вектора U_3 расчет первого приближения удобно вести по векторным диаграммам (рис. 3.10). На

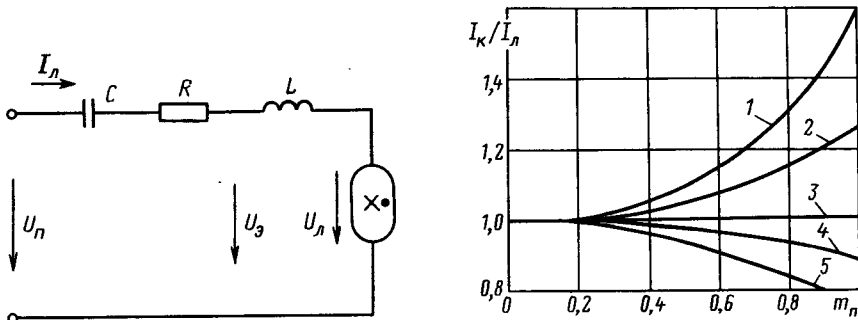


Рис. 3.12. Расчетная схема индуктивно-емкостного ПРА

Рис. 3.13. Кратность тока короткого замыкания для линейного индуктивно-емкостного балласта без потерь при Ω^2 ранном:
1—1,5; 2—2,0; 3—2,62; 4—3,0; 5—3,5

грешности расчета основных электрических параметров контура.

Уравнение электрического состояния для рассматриваемого случая (рис. 3.12) при синусоидальном напряжении питания $u_n = \sqrt{2} U_n \sin(\theta - \varphi)$ имеет вид

$$x_C \int i_n(\theta) d\theta + x_L di_n(\theta)/d\theta = u_n(\theta) - u_n(\theta). \quad (3.51)$$

Здесь угол φ учитывает сдвиг фазы питающего напряжения относительно нуля тока лампы при $\Omega^2 = (\omega_0/\omega)^2 = 1/(\omega^2 LC) > 1$.

При прямоугольной симметричной аппроксимирующей форме с амплитудой, равной действующему значению напряжения на лампе U_n , мгновенное значение этого напряжения согласно (1.3)

$$u_n(\theta) = \frac{4U_n}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin(2q-1)\theta}{2q-1}. \quad (3.52)$$

Тогда

$$i_n(\theta) = \frac{U_n}{\omega L(\Omega^2 - 1)} \left[\sqrt{2} \cos(\theta - \varphi) - \frac{4m_n(\Omega^2 - 1)}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\cos(2q-1)\theta}{\Omega^2 - (2q-1)^2} \right]. \quad (3.53)$$

Подставляя в (3.53) сумму функционального ряда в свернутом виде в интервале $0 \leq \theta \leq \pi$ для $\Omega \neq 2q-1$, получим

Таблица 3.3. Суммы числовых рядов для различных значений Ω

Функция	Сумма числового ряда при Ω , равном					
	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5
$f_1(\Omega)$	0,936	0,870	0,730	0,576	0,406	0,216
$f_2(\Omega)$	1,001	1,005	1,023	1,059	1,123	1,225
$f_3(\Omega)$	1,000	1,001	1,002	1,006	1,013	1,024

$$i_n(\theta) = \frac{U_n}{\omega L(\Omega^2 - 1)} \left[\sqrt{2} \cos(\theta - \varphi) - \frac{m_n(\Omega^2 - 1)}{\Omega} \left(\sin \Omega \theta - \operatorname{tg} \frac{\pi \Omega}{2} \cos \Omega \theta \right) \right]. \quad (3.54)$$

Используя граничное условие $i=0$ при $\theta=0$, находим фазу напряжения питания относительно начала отсчета:

$$\cos \varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} m_n f_1(\Omega), \quad (3.55)$$

где $f_1(\Omega) = -\frac{\pi(\Omega^2 - 1)}{4\Omega} \operatorname{tg} \frac{\pi \Omega}{2}$ и при $\Omega \neq 2q-1$ является суммой числового ряда вида $\sum_{q=1}^{\infty} \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega^2 - (2q-1)^2}$. Значения $f_1(\Omega)$ приведены в табл. 3.3.

Действующее значение тока в контуре можно найти, применяя одно из следующих соотношений для I_n :

$$I_n = \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i^2(\theta) d\theta \right)^{1/2} \quad \text{либо} \quad I_n = \left(\sum_{q=1}^{\infty} I_q^2 \right)^{1/2}.$$

Первое соотношение предпочтительнее применять при отсутствии пауз тока в контуре, т.е. тогда, когда можно воспользоваться свойством ортогональности гармонических составляющих при интегрировании.

Второе соотношение используется при наличии пауз тока. С учетом ортогональности, а также (3.53), получим

$$I_n = I_k \left\{ 1 + \frac{8}{\pi^2} m_n^2 \left[f_2(\Omega) - 2f_1(\Omega) \right] \right\}^{1/2}, \quad (3.56)$$

где I_k — ток при закороченной разрядной лампе (ток короткого замыкания)

$$I_k = \frac{\sqrt{2} U_n}{\omega L (\Omega^2 - 1)},$$

а $f_2(\Omega) = \frac{\pi(\Omega^2 - 1)^2 \pi \Omega - \sin \pi \Omega}{16 \Omega^3 \cdot \cos^2(\pi \Omega / 2)}$ и при $\Omega \neq 2q - 1$ является суммой

числового рода вида $\sum_{q=1}^{\infty} \frac{(\Omega^2 - 1)^2}{[\Omega^2 - (2q - 1)^2]^2}$. Значения $f_2(\Omega)$ приведены

в табл. 3.3.

Уравнение (3.56) позволяет оценить очень важную для ПРА характеристику — отношение тока короткого замыкания лампы к ее рабочему току I_k/I_n . Дело в том, что ток I_k примерно равен току подогрева электродов люминесцентных ламп в стартерном ПРА или начальному току разгорания разрядных ламп высокого давления, наполненных парами металлов. На рис. 3.13 приведены зависимости I_k/I_n от m_n и Ω^2 .

Как видно, ток короткого замыкания лампы мало отличается от ее рабочего тока, что является специфическим свойством данного типа балласта. При $\Omega = 1,62$, а $x_C/x_L = 2,62$ питающая сеть с индуктивно-емкостным балластом является как бы источником тока для такой особого вида нагрузки, как разрядная лампа. При изменении m_n и указанном значении Ω форма тока лампы меняется, но так, что его действующее значение остается неизменным. Данное свойство, присущее только этому типу балласта, с успехом используется при разработке унифицированных ПРА [1.27, 1.28]. Следует отметить, что с ростом потерь в контуре значение Ω , соответствующее $I_k/I_n = 1$, несколько возрастает.

Для оценки формы тока, а следовательно, степени ее влияния на светотехнические параметры разрядных ламп, необходимым и достаточным является знание коэффициентов амплитуды K_a и формы K_f тока. Очевидно, что при принятых выше условиях коэффициент K_f будет обратно пропорционален коэффициенту мощности лампы $K_n = P_n/(I_n U_n)$. Фаза максимального значения тока θ_{max} определяется численным решением трансцендентного уравнения

Таблица 3.4. Фаза максимального значения тока для линейного индуктивно-емкостного балласта без потерь

m_n	Значение θ_{max} , рад, при Ω , равном				
	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5
0,5	1,70	1,82	1,92	2,00	2,06
0,8	1,81	1,95	2,04	2,11	2,15
1,0	1,92	2,03	2,10	2,16	2,19

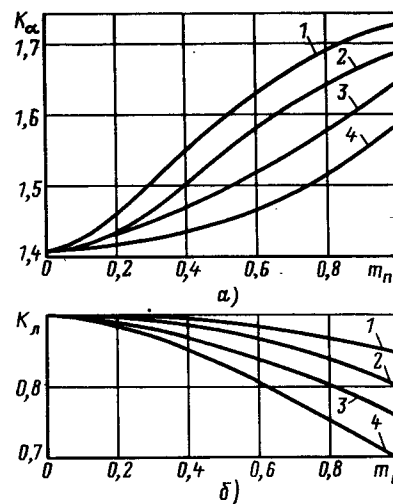


Рис. 3.14. Коэффициенты амплитуды тока (а) и мощности лампы (б) с линейным индуктивно-емкостным балластом без потерь при Ω^2 равном: 1—2,0; 2—2,5; 3—3,0; 4—3,5

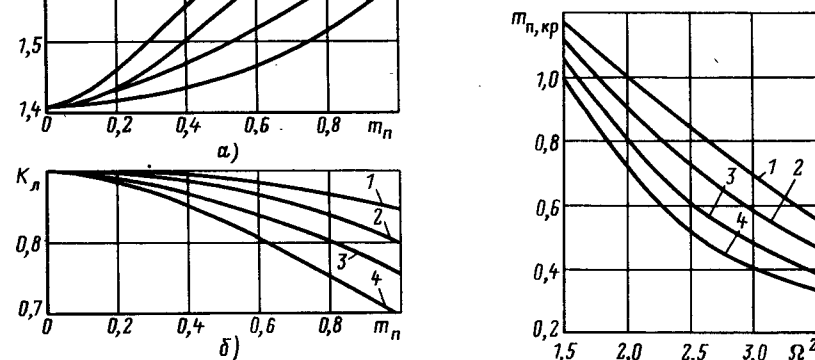


Рис. 3.15. Критические значения $m_{n,kr}$ для разрядных ламп при U'_z/U_n равном: 1—1,0; 2—1,25; 3—1,5; 4—1,75

$$\sin(\theta_{max} - \varphi) = -m_n(\Omega^2 - 1)/\sqrt{2}(\cos \Omega \theta_{max} + \operatorname{tg} \frac{\pi \theta}{2} \sin \Omega \theta_{max}). \quad (3.57)$$

Результаты расчета по (3.51) для ряда значений m_n и Ω приведены в табл. 3.4.

Расчетные выражения для K_a , P_n и K_f приведены в табл. 3.5.

Зависимости, иллюстрирующие изменение K_a и K_f при вариации параметров контура m_n , Ω , даны на рис. 3.14. Они позволяют понять, что при равной мощности разрядных ламп, включенных в разные ветви двухлампового ПРА с расщепленной фазой [1.1], ток в индуктивно-емкостной ветви будет несколько больше по значению и более искажен по форме, чем в индуктивной. Этот факт отрицательно скажется на световой отдаче и сроке службы лампы с комбинированным балластом, а также не позволит добиться полной компенсации реактивной мощности двухлампового ПРА.

Выражения для действующего значения напряжения на индуктивном элементе контура и коэффициента его формы, необходимые для конструктивного расчета дросселя, приведены в табл. 3.5. Мгновенное значение напряжения на конденсаторе в интервале $0 \leq \theta \leq \pi$ имеет вид

Таблица 3.5. Основные соотношения для контура разрядная лампа — линейный индуктивно-емкостный балласт без потерь

Параметр	Математическое выражение параметра
Мощность лампы	$P_n = \frac{2\sqrt{2}m_n U_n^2}{\pi\omega L(\Omega^2 - 1)} \left[1 - \frac{8m_n^2}{\pi^2} f_1^2(\Omega) \right]^{1/2}$
Коэффициент амплитуды тока лампы	$K_a = \frac{\sqrt{2} \cos(\theta_{max} - \varphi) - m_n(\Omega^2 - 1)(\sin \Omega\theta_{max} - \operatorname{tg} \frac{\pi\Omega}{2} \cos \Omega\theta_{max})/\Omega}{\{1 + 8m_n^2 [f_2(\Omega) - 2f_1(\Omega)]/\pi^2\}^{1/2}}$
Коэффициент мощности лампы	$K_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left\{ \frac{1 - 8m_n^2 f_1^2(\Omega)/\pi^2}{1 + 8m_n^2 [f_2(\Omega) - 2f_1(\Omega)]/\pi^2} \right\}^{1/2}$
Действующее значение напряжения на дросселе	$U_{др} = U_n/(\Omega^2 - 1) \{1 + 8m_n^2 [\Omega^2 f_2(\Omega) - (\Omega^2 + 1)f_1(\Omega)]/\pi^2\}^{1/2}$
Коэффициент формы напряжения на дросселе	$K_\Phi = \frac{\pi}{2} \frac{\{1 + 8m_n^2 [\Omega^2 f_2(\Omega) - (\Omega^2 + 1)f_1(\Omega)]/\pi^2\}^{1/2}}{\sqrt{2} \cos(\theta_{max} - \varphi) - m_n(\Omega^2 - 1)(\sin \Omega\theta_{max} - \operatorname{tg} \frac{\pi\Omega}{2} \cos \Omega\theta_{max})/\Omega}$

$$u_c(\theta) = \frac{U_n \Omega^2}{\Omega^2 - 1} \left[\sqrt{2} \sin(\theta - \varphi) - \frac{m_n(\Omega^2 - 1)}{\Omega^2} (1 - \cos \Omega\theta - \operatorname{tg} \frac{\pi\Omega}{2} \sin \Omega\theta) \right], \quad (3.58)$$

а его действующее значение определяется как

$$U_c = \frac{U_n \Omega^2}{\Omega^2 - 1} \left\{ 1 + \frac{8m_n^2}{\pi^2} [f_3(\Omega) - 2f_2(\Omega)] \right\}^{1/2}, \quad (3.59)$$

где

$$f_3(\Omega) = \frac{\pi(\Omega^2 - 1)^2}{16\Omega^5 \cos^2 \frac{\pi\Omega}{2}} \left[\pi\Omega \left(2 \cos^2 \frac{\pi\Omega}{2} + 1 \right) - 3 \sin \pi\Omega \right],$$

а при $\Omega \neq 2q - 1$ является суммой быстро сходящегося числового ряда вида

$$\sum_{q=1}^{\infty} \frac{(\Omega^2 - 1)^2}{(2q - 1)^2 [\Omega^2 - (2q - 1)^2]^2}.$$

Как видно из табл. 3.3, при инженерных расчетах в рассмотренном диапазоне изменения Ω значение $f_3(\Omega)$ может быть принято равным единице.

Для режима горения лампы без пауз тока необходимо выполнить следующее условие:

$$u_n(0) - u_k(0) \geq U'_z, \quad (3.60)$$

откуда критическое отношение $m_n = U_n/U_n'$, при котором происходит переход к режиму с паузами тока,

$$m_{n,кр} = [(8/\pi^2)f_1^2(\Omega) + 0.5(\Omega^2 - 1)^2(U'_z/U_n)^2]^{1/2}. \quad (3.61)$$

Значения $m_{n,кр}$ для разрядных ламп с различными соотношениями U'_z/U_n приведены на рис. 3.15. Необходимо отметить, что в индуктивно-емкостном контуре пауза тока недопустима, поскольку она приводит к достаточно тяжелым аномальным явлениям (см. § 3.5).

Метод гармонического анализа и синтеза является весьма эффективным и для расчета более сложных схем с разрядными лампами. Он с успехом применялся для анализа бесстартерных схем включения люминесцентных ламп на промышленной и повышенных [3.6] частотах, многоламповых однофазных и трехфазных ПРА симметричного [3.7—3.9] и несимметричного типов. В общем случае при расчете электромагнитного или комбинированного ПРА, для которого, естественно, справедлив принцип Штрауха, задача решается путем использования метода наложения либо при высокой степени входного операторного сопротивления со стороны разрядной лампы путем дополнительного использования теоремы об эквивалентном генераторе. Последнее позволяет разлагать знаменатели бесконечных рядов на множители, т. е. приводить их к таким рядам, для которых получены суммы в свернутом виде [1.27]. Возможность табулирования указанных сумм обеспечивает простоту использования данного метода в инженерной практике и его достаточную точность.

3.4. СТАБИЛЬНОСТЬ РАБОТЫ РАЗРЯДНЫХ ЛАМП

Расчет ПРА может считаться законченным только после определения коэффициентов чувствительности схемы. Действительно, при работе разрядной лампы с ПРА как лампа, так и аппарат подвергаются различным возмущениям: не остается постоянным напряжение питания, изменяются параметры лампы, параметры схемы несколько отличаются от расчетных и т. д.

Будем характеризовать полное относительное изменение какого-либо параметра в зависимости от относительного изменения другого параметра полным относительным коэффи-

циентом чувствительности [3.10—3.11]:

$$\Lambda_{yx} = \frac{dy}{dx} \cdot \frac{y}{x}. \quad (3.62)$$

Здесь приращение dy учитывает как непосредственное влияние изменения параметра x , так и опосредованное через другие параметры. Так, в схемах ПРА изменение питающего напряжения U_n приводит к изменению тока лампы I_n , в то же время изменение тока лампы вызывает изменение напряжения на ней U_n в соответствии со статической ВАХ, что в свою очередь приводит к дополнительному изменению тока лампы. Приращение тока лампы dI_n должно учитывать оба эти приращения тока.

Вычисление полных относительных коэффициентов чувствительности представляет значительные сложности, так как режимы работы лампы описываются, как правило, нелинейными уравнениями и совместное их решение обычно довольно трудоемко. В то же время при наличии математических выражений, связывающих параметры лампы и ПРА, полные коэффициенты чувствительности удобно рассчитывать прямым методом с использованием частных коэффициентов чувствительности:

$$\lambda_{yx} = \frac{\partial y}{\partial x} \cdot \frac{y}{x}. \quad (3.63)$$

Здесь частный коэффициент чувствительности λ_{yx} учитывает только непосредственное воздействие приращения параметра x на приращение параметра y . Все остальные параметры при этом принимаются постоянными. Частные коэффициенты чувствительности можно легко определить по уравнениям, связывающим параметры лампы и схемы ПРА.

Пусть интересующая нас величина y нелинейно зависит от произвольного числа k параметров x_i :

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_k).$$

Тогда

$$\lambda_{yx_i} = \frac{\partial y}{\partial x_i} \cdot \frac{y}{x_i} = \frac{\partial f(x_1, \dots, x_k)}{\partial x_i} \cdot \frac{f(x_1, \dots, x_k)}{x_i}. \quad (3.64)$$

При расчете полных коэффициентов чувствительности удобно все переменные разделить на две группы: x_i — переменные, имеющие независимые приращения и выступающие в качестве воздействующей силы (например, окружающая температура), и y_j — остальные переменные, выступающие в качестве реакции (например, параметры лампы). Тогда уравнения, описывающие цепь с разрядной лампой, можно записать

$$y_j = f(y_1, \dots, y_m; x_1, \dots, x_k), \quad (3.65)$$

где $j = 1, 2, \dots, m$.

Разлагая (3.65) в ряд Тейлора, ограничиваясь только линейными составляющими и переходя к относительным приращениям $\delta y_j = \partial y_j / y_j$, получим систему уравнений, которая в матричной форме имеет вид

$$\|\delta y\| = \|\lambda\| \times \left\| \begin{array}{c} \delta y \\ \vdots \\ \delta x \end{array} \right\|, \quad (3.66)$$

где $\|\delta y\|$ — столбцовая матрица размером $m \times 1$; $[\lambda]$ — прямоугольная матрица размером $(m+k) \times m$; $\left\| \begin{array}{c} \delta y \\ \vdots \\ \delta x \end{array} \right\|$ — столбцовая матрица размером $(m+k) \times 1$. Матрица $\|\lambda\|$ может быть разделена на две подматрицы:

$$\|\lambda\| = \|\lambda'_{yy} \quad \vdots \quad \lambda_{yx}\|, \quad (3.67)$$

где матрица $\|\lambda'_{yy}\|$ — квадратная матрица размером $m \times m$ с нулевыми диагональными элементами.

Это позволяет преобразовать (3.66) к виду

$$\|\delta y\| = \|\lambda'_{yy}\| \times \|\delta y\| + \|\lambda_{yx}\| \times \|\delta x\|. \quad (3.68)$$

Проведя простейшие преобразования, получим

$$(\|E\| - \|\lambda'_{yy}\|) \times \|\delta y\| = \|\lambda_{yx}\| \times \|\delta x\|, \quad (3.69)$$

где $\|E\|$ — единичная квадратная матрица размером $m \times m$. Обозначая $\|E\| - \|\lambda'_{yy}\| = \|\lambda_{yy}\|$, получим

$$\|\delta y\| = \|\lambda_{yy}\|^{-1} \times \|\lambda_{yx}\| \times \|\delta x\| = \|\Lambda_{yx}\| \times \|\delta x\|. \quad (3.70)$$

Матрица $\|\lambda_{yy}\|$ имеет вид

$$\|\lambda_{yy}\| = \left\| \begin{array}{cccc} 1 & -\lambda_{y1y2} & \dots & -\lambda_{y1ym} \\ -\lambda_{y2y1} & 1 & \dots & -\lambda_{y2ym} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\lambda_{ymy1} & -\lambda_{ymy2} & \dots & 1 \end{array} \right\| \quad (3.71)$$

и является неособенной при независимости системы (3.65).

При неособенной матрице $\|\lambda_{yy}\|$ существует матрица

$$\|\Lambda_{yx}\| = \|\lambda_{yy}\|^{-1} \times \|\lambda_{yx}\|, \quad (3.72)$$

коэффициентами которой являются полные относительные коэффициенты чувствительности $\Lambda_{y_j x_i}$:

$$\Lambda_{y_j x_i} = \frac{1}{\Delta} \sum_{l=1}^m \Delta_{y_j y_l} \lambda_{y_l x_i}, \quad (3.73)$$

где $\Delta = \det \|\lambda_{yy}\|$; Δ_{yy} — алгебраическое дополнение элемента λ_{yy} .

Расширение задачи (включение в рассмотрение дополнительных переменных) приводит к увеличению размеров матрицы $[\lambda_{yy}]$:

По рассмотренным общим выражениям нами получены конкретные выражения для коэффициентов чувствительности всех основных схем ПРА. По графу, приведенному на рис. 3.16, найдены коэффициенты чувствительности для линейного индуктивного ПРА без потерь:

61

$$\sum_i P_{p_n L_k}^i \Delta_{p_n L_k}^i = \Lambda_{p_n L_k} \cdot (1 - \Lambda_{I_n U_3} \lambda_{U_3 I_n} + \lambda_{U_3 \varphi_3} - \Lambda_{U_n U_3} \lambda_{U_3 \varphi_3}) + \Lambda_{I_n L_k} \lambda_{U_3 I_n} \lambda_{p_n U_3} \quad (3.79)$$

Остальные полные коэффициенты чувствительности вычисляются аналогично.

Из векторной диаграммы (рис. 3.10) получены выражения для частных коэффициентов чувствительности:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{U_3 R} &= \frac{(\cos \varphi_3 + U_R^*) U_R^*}{1 + U_R^* \cos \varphi_3}; \\ \lambda_{U_3 U_n} &= \frac{(U_n / U_3)^2}{1 + U_R^* \cos \varphi_3}; \\ \lambda_{U_3 \varphi_3} &= \frac{\varphi_3 U_R^* \sin \varphi_3}{1 + U_R^* \cos \varphi_3}, \end{aligned} \right\} \quad (3.80)$$

где $U_R^* = I_n R / U_3$.

При использовании нелинейного дросселя необходимо учитывать действующую индуктивность дросселя L в соответствии с (3.50). Однако действующая индуктивность L зависит от напряжения на дросселе $U_{др}$ (рис. 3.18). Поэтому возникает добавочная зависимость

$$\lambda_{LU_{др}} = -H_{m \text{ ст}} / (H_{m \text{ ст}} - \sigma B_m) (\lambda_{H_{m \text{ ст}} B_m} - 1), \quad (3.81)$$

где σ — приведенная величина воздушного зазора, определенная по (3.48),

$$\lambda_{H_{m \text{ ст}} B_m} = \frac{\partial H_{m \text{ ст}}}{\partial B_m} \bigg/ \frac{H_{m \text{ ст}}}{B_m}, \quad (3.82)$$

которая определяется по характеристике намагничивания стали.

Теперь коэффициенты чувствительности для нелинейного дросселя Λ^n могут быть выражены через коэффициенты чувствительности для схемы с линейным дросселем Λ^l . Для коэффициентов, не затрагивающих узлы δL и $\delta U_{др}$,

$$\Lambda_{yx}^n = \Lambda_{yx}^l + \frac{\Lambda_{yL}^l \lambda_{LU_{др}} \Lambda_{U_{др} x}^l}{1 - \Lambda_{U_{др} L}^l \lambda_{LU_{др}}}. \quad (3.83)$$

Для коэффициентов, связывающих $\delta U_{др}$ и (или) δL ,

$$\Lambda_{yx}^n = \frac{\Lambda_{yx}^l}{1 - \Lambda_{U_{др} L}^l \lambda_{LU_{др}}}. \quad (3.84)$$

Коэффициенты чувствительности получили широкое применение при анализе различных параметров ПРА.

3.5. АНАЛИЗ АНОМАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ В ЦЕПЯХ С РАЗРЯДНЫМИ ЛАМПАМИ

Лампа по различным причинам может работать в так называемых аномальных режимах, параметры которых существенно отличаются от нормального режима.

Рис. 3.18. Направленный граф относительных приращений параметров нелинейного индуктивного ПРА (Π — подграф линейного индуктивного ПРА с потерями)

венно отличаются от нормального режима. Например, в ртутных лампах низкого давления при дезактивации одного из катодов существенно возрастает напряжение перезажигания разряда в тот полупериод горения, когда катодом служит дезактивированный электрод. Ртутная лампа высокого давления при разрушении защитной колбы лампы может не разгореться, и тогда напряжение на ней составляет всего 20—40 В вместо обычных 110—140 В. При зажигании ламп с помощью зажигающего устройства при неисправных лампе, зажигающем устройстве или ПРА (стабилизирующем элементе) пусковой режим может затянуться на длительное время, что, как правило, приводит к превышению температуры ПРА.

Нормативные документы на ПРА (ГОСТ 16809-78, Публикация № 82 МЭК и др.) предусматривают сохранение ограниченной работоспособности аппаратов в аномальных режимах. Согласно документам нормируется допустимое превышение температуры элементов ПРА в самом тяжелом из возможных для конкретного ПРА аномальном режиме.

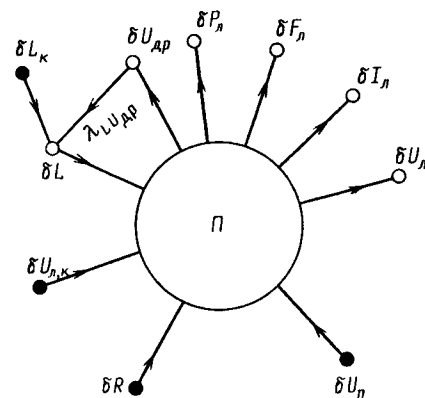
В настоящем параграфе сделаны анализ аномальных режимов, возникающих в цепях с разрядными лампами, и сравнение их с пусковым режимом, который, как правило, хорошо исследован для большинства ПРА.

Выделим для анализа три режима.

1. **Пусковой режим стартерной схемы.** В этом режиме лампа замкнута накоротко контактами стартера, т. е. можно пользоваться полученными ранее выражениями при $U_n = 0$ ($m_3 = m_n = 0$).

2. **Режим разгорания лампы высокого давления.** В этом режиме форма напряжения на лампе остается приблизительно трапецеидальной, но из-за малого значения напряжения U_n коэффициент $m_3 = 0,1 \div 0,2$. Схемы можно рассчитывать по выражениям, полученным ранее.

3. **Аномальный, несимметричный, режим** имеет место при увеличении напряжения перезажигания в один полупериод до $U'_z = 700 \div 900$ В. Такой режим существенно отличается от всех режимов, рассмотренных ранее, и характеризуется существенной паузой тока. Анализ этого режима посвящен настоящий параграф.



При анализе аномальных режимов возникает ряд особенностей. Во-первых, расчет первого приближения методом эквивалентных синусоид, как правило, дает большую погрешность, а ряд эффектов вообще не может быть обнаружен. Так, анализ индуктивно-емкостного ПРА при работе лампы в аномальном несимметричном режиме может привести к неверному результату ($I_d=0$). Этим, по-видимому, объясняется тот факт, что такой режим многие годы не принимался во внимание и ПРА часто выходили из строя в течение первого года эксплуатации.

Во-вторых, расчет аномальных режимов может проводиться со значительно меньшей точностью, так как поставленная задача — оценить электрические перегрузки, возникающие в этих режимах, допускает погрешность 10—15%.

В-третьих, в многоламповых ПРА вероятность работы в аномальном режиме двух или более ламп исчезающе мала и поэтому аномальный режим может рассчитываться только при одной неисправной лампе.

С учетом сказанного для расчета аномальных режимов принимаем следующий метод:

в качестве первого приближения рассчитываем линейную схему с постоянными параметрами R , L и C . Определяем все электрические режимы цепи;

учет нелинейности ведем заменой постоянных параметров R , L и C на эквивалентные, рассчитанные с учетом нелинейных характеристик элементов и прежде всего дросселя. Уточняем электрические режимы цепи и проводим расчет при новых значениях параметров нелинейных элементов;

учитывая оценочный характер расчетов, пренебрегаем теми параметрами, влияние которых незначительно. Так, расчеты сложных цепей ведем с использованием прямоугольной аппроксимации напряжения на лампе ($\delta=0$) и, как правило, не учитываем потери мощности в конденсаторах и другие.

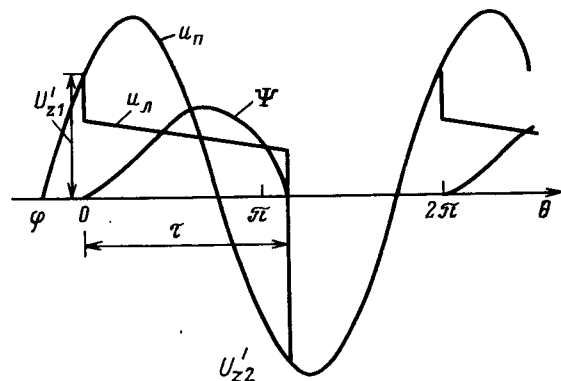


Рис. 3.19. Форма напряжения на лампе $u_d(\theta)$ и потокосцепления дросселя $\Psi(\theta)$ при работе лампы с индуктивным ПРА в режиме односторонней проводимости

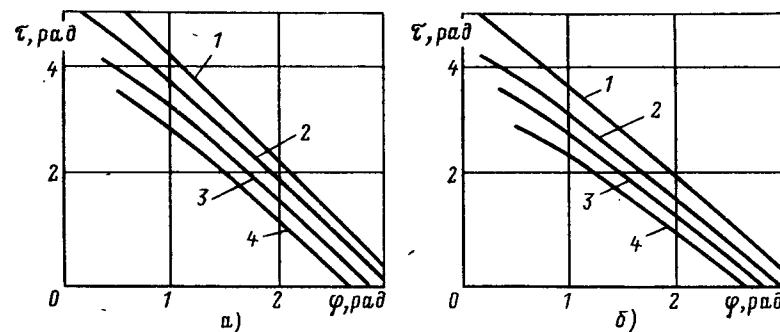


Рис. 3.20. Зависимость длительности горения τ от начальной фазы ϕ при работе лампы в режиме односторонней проводимости:

a — индуктивный ПРА без потерь [$R/(\omega L)=0$]; b — с потерями [$R/(\omega L)=0,2$]; при U_n/U_n0 равном: 1—0; 2—0,2; 3—0,4; 4—0,6

С помощью этого метода были проанализированы схемы следующих ПРА: стартерных индуктивных, индуктивно-емкостных и бесстартерных с индуктивно-емкостным балластом и накальным трансформатором [3.13]. Приведем некоторые результаты этого анализа.

Индуктивный балласт. Расчетная схема стартерного ПРА с индуктивным балластом показана на рис. 3.7. Уравнение контура

$$\sqrt{2} U_n \sin(\theta + \phi) = \omega d\Psi/d\theta + Ri_\lambda + u_\lambda(\theta).$$

Решение проводилось при несимметричном напряжении переза зажигания: $U'_{z1} = (1, 2, 3) U_n$ и $U'_{z2} > \sqrt{2} U_n$. Временные зависимости $u_\lambda(\theta)$ и $\Psi(\theta)$ для этих условий приведены на рис. 3.19. Как видно, в таком режиме лампа проводит ток в одном направлении. Если напряжение переза зажигания $U'_{z2} < \sqrt{2} U_n$, то через лампу будет протекать ток и во вторую половину периода. Однако такие несимметричные режимы являются менее опасными, и в дальнейшем во внимание приниматься не будут.

Расчет режима односторонней проводимости проведен для двух значений потерь в дросселе: $R/(\omega L)=0$ и $R/(\omega L)=0,2$. Из рис. 3.19 видно, что длительность горения лампы в течение одного периода питающего напряжения $\tau > \pi$. Проведенные работы показали, что длительность горения τ зависит от угла переза зажигания ϕ , который может быть найден из равенства

$$\sin \phi = U'_{z1} / (\sqrt{2} U_n). \quad (3.85)$$

Зависимость τ от ϕ показана на рис. 3.20. Видно, что учет активного сопротивления дросселя R лишь незначительно (на

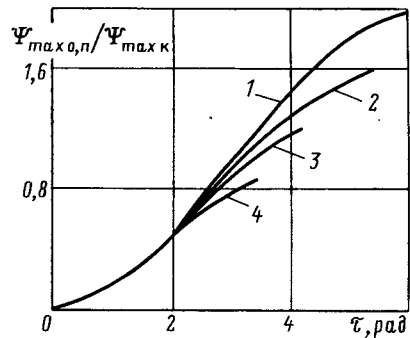


Рис. 3.21. Зависимость максимального потокоосцепления дросселя $\Psi_{\max o, n} / \Psi_{\max \kappa}$ от τ (спецификация по рис. 3.20)

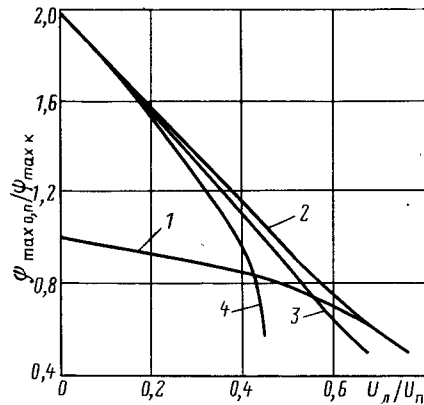


Рис. 3.22. Зависимость максимального потокоосцепления дросселя $\Psi_{\max o, n}$ для рабочего (1) и выпрямляющего (2—4) режимов от отношения U_n / U_n ($R=0$) при U'_z / U_n равном: 2—1; 3—2; 4—3

5—8%) снижает τ . На рис. 3.21 дана зависимость максимального потокоосцепления дросселя в режиме односторонней проводимости, отнесенная к максимальному потокоосцеплению в режиме с короткозамкнутым стартером $\Psi_{\max o, n} / \Psi_{\max \kappa}$. Хорошо видно, что при большой длительности горения τ указанный режим является существенно более напряженным, чем режим короткого замыкания.

На рис. 3.22 приведена зависимость максимального потокоосцепления дросселя $\Psi_{\max o, n}$ от отношения U_n / U_n . При $U_n / U_n < 0,4 \div 0,47$ выпрямляющий режим приводит к большим перегрузкам, чем пусковой режим при замыкании стартера. Поэтому в аппаратах, у которых $U_n / U_n < 0,47$, выпрямляющий режим контролируют как аномальный.

По значению максимального потокоосцепления дросселя и с учетом его формы рассчитаны значения тока лампы в аномальном режиме $I_{ан}$. При расчетах ПРА, как правило, принимается, что ток лампы в аномальном режиме не превышает тока рабочего режима I_n более чем в 2—2,1 раза. В соответствии с этим ограничением для кратности аномального тока $K_{I_{ан}} = I_{ан} / I_n = 2$ рассчитаны допустимые значения максимальной индукции в рабочем режиме B_m . Расчеты проведены для длительного пускового и выпрямляющего режимов при дросселе с магнитопроводом из холоднокатаной электротехнической стали и предельных значениях приведенных воздушных зазоров: $\delta=0$ и $\delta=10^4$ (рис. 3.23). Из рис. 3.23 видно, что при $U_n / U_n > 0,45$ ограничение по пусковому режиму является более

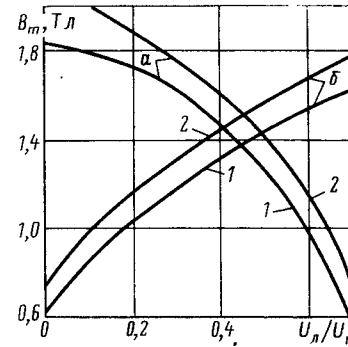


Рис. 3.23. Максимально допустимая рабочая индукция B_m при ограничении по длительному пусковому (а) и выпрямляющему режиму (б) и дросселе с магнитопроводом из холоднокатаной стали: 1— $\delta=0$; 2— $\delta=10^4$

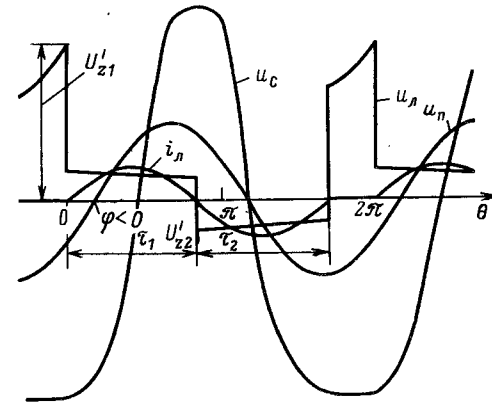


Рис. 3.24. Форма напряжений $u_n(\theta)$ и $u_c(\theta)$ и тока лампы $i_n(\theta)$ в аномальном несимметричном режиме

жестким (меньше допустимые значения B_m). В то же время при $U_n / U_n < 0,45$ более жестким является ограничение по выпрямляющему режиму. Такие условия могут возникать при работе металлогалогенных ламп, у которых при разгорании $U_n / U_n = 0,2 \div 0,4$.

При уменьшении отношения U_n / U_n должна снижаться и максимальная индукция B_m . Так, при включении одной люминесцентной лампы мощностью 20 Вт в сеть с напряжением 220 В в рабочем режиме должно выполняться условие $B_m \leq (1,2 \div 1,3)$ Тл.

Индуктивно-емкостный балласт. Расчетная схема стартерного ПРА с индуктивно-емкостным балластом была показана на рис. 3.12. Уравнение контура с учетом сопротивления потерь

$$\sqrt{2} U_n \sin(\theta + \varphi) = \omega \frac{d\Psi}{dt} + Ri_n + \frac{1}{\omega C} \int_0^\theta i_n d\theta + U_{c0} + u_n(\theta), \quad (3.86)$$

где U_{c0} — начальное напряжение на конденсаторе.

Решение (3.86) проводилось при несимметричном напряжении перезажигания: $U'_{z1} / U_n = 2 \div 8$ и $U'_{z2} < U_n$. При решении уравнение линеаризовалось так, что нелинейная зависимость $i(\Psi)$ заменялась линейной: $i = \Psi / L$, где L — эквивалентная индуктивность нелинейного дросселя, значение которой зависит от амплитуды потокоосцепления. Временные зависимости $u_n(\theta)$,

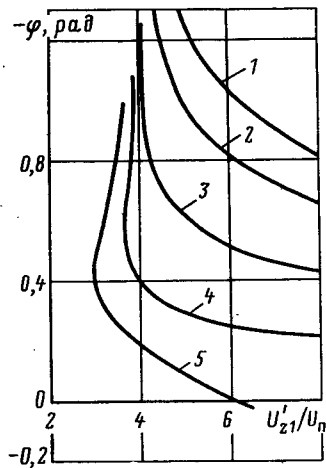


Рис. 3.26. Зависимость длительности τ_1 от угла φ при работе лампы в аномальном, несимметричном режиме (спецификация по рис. 3.25)

$u_c(\theta)$ и $i_d(\theta)$ для этих условий показаны на рис. 3.24. Как следует из (3.86), перезажигание лампы происходит в момент времени $\theta=0$ при

$$U'_{z1} = -U_{C0} - \sqrt{2}U_n \sin|\varphi|. \quad (3.87)$$

Перезажигание осуществляется высоким напряжением конденсатора U_{C0} . После зажигания ток лампы течет в прямом направлении в течение интервала τ_1 , затем изменяет направление и протекает в обратном направлении в течение интервала τ_2 , а затем наступает пауза тока $\Delta\varphi = 2\pi - \tau_1 - \tau_2$. Интервалы τ_1 и τ_2 зависят от параметров контура L и C , от фазового угла φ и от U'_{z1} и U_{C0} . В установившемся режиме

$$U_C(\tau_1 + \tau_2) = U_{C0}. \quad (3.88)$$

Для установившегося режима были определены зависимости $\varphi(U'_{z1}/U_n)$ и $\tau(\varphi)$ при различных значениях относительной частоты $\Omega = 1/(\omega\sqrt{LC})$. На рис. 3.25 и 3.26 приведены эти зависимости для относительной частоты $\Omega = \sqrt{2}$ и $R=0$. На рис. 3.27 даны расчетные зависимости отношения тока односторонней проводимости $I_{0,n}/I_k$ от длительности τ_1 при $\Omega = \sqrt{2}$. По мере уменьшения длительности τ_1 (увеличений U'_{z1}) возрастает ток лампы в аномальном режиме. В контуре без потерь (рис. 3.27,а) значение тока может в 2,8—3 раза превосходить ток короткого замыкания. В контуре с потерями (рис. 3.27,б) увеличение тока несколько меньше (в 2,4—2,6 раза).

Рис. 3.25. Зависимость фазового угла φ от напряжения перезажигания U'_{z1}/U_n при работе лампы в аномальном несимметричном режиме и при U_n/U_n , равном:
1—0; 2—0,2; 3—0,4; 4—0,6; 5—0,8

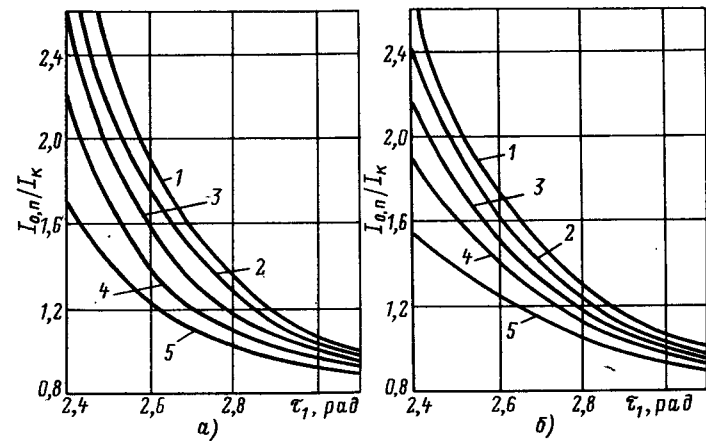
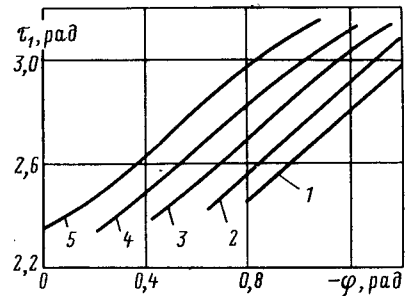


Рис. 3.27. Зависимость тока односторонней проводимости в аномальном несимметричном режиме от длительности τ_1 :
а — индуктивно-емкостный ПРА без потерь, $R/\omega L=0$;
б — то же с потерями, $R/\omega L=0,2$ (спецификация по рис. 3.25.)

При других значениях $\Omega > 1$ зависимости основных параметров от напряжения U'_{z1} аналогичны. Анализ схемы с нелинейным дросселем показал, что при увеличении U'_{z1} и тока лампы возрастает максимальная индукция B_m в магнитопроводе дросселя и снижается его индуктивность. Эквивалентная индуктивность дросселя может быть в 1,1—1,6 раза меньше его начальной индуктивности L_0 . Это приводит к снижению резонансной частоты контура, что вызывает дальнейшее возрастание тока при уменьшении длительности τ_1 .

Зависимости, приведенные на рис. 3.27, напоминают резонансные кривые последовательного контура. Действительно, при снижении длительности τ_1 происходит плавное увеличение тока лампы и напряжения на всех элементах контура. Наибольшее значение тока $I_{0,n}$ достигается при $\tau_1 = \pi/\Omega$, когда длительность τ_1 совпадает с полупериодом собственной частоты контура.

Таким образом, режим односторонней проводимости представляет определенную опасность для индуктивно-емкостного ПРА. В этом режиме возрастают ток лампы, напряжения на лампе и конденсаторе.

По нашему мнению, отмеченное повышение тока в таком резонансном LC -контуре явилось следствием принудительного изменения фазы тока и напряжения на конденсаторе из-за повышения напряжения перезажигания U'_{z1} . Действительно, реактивное сопротивление контура имеет емкостный характер $X_C > X_L$. Поэтому ток односторонней проводимости — ток лам-

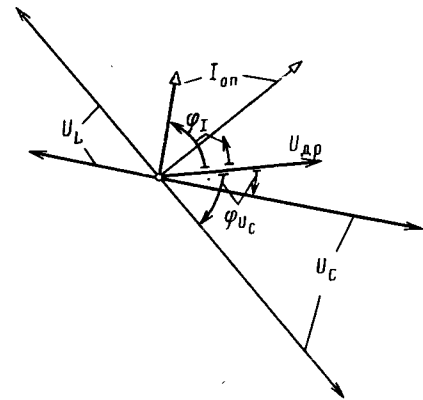


Рис. 3.28. Векторная диаграмма дросселя для эквивалентных синусоидальных величин:

— исходная;
— при принудительном изменении фазового угла φ_{U_C} и φ_I

пы $I_{0,n}$ — опережает напряжение U_n , а угол φ_{U_C} между U_C и U_n меньше 90° (рис. 3.28). При повышении напряжения переажагания фаза φ_{U_C} приближается к 90° , фаза тока φ_I уменьшается, что приближает электрический режим контура к резонансу. Когда $\varphi_I = 0$ и $\varphi_{U_C} = 90^\circ$, в контуре возникает последовательный резонанс (резонанс напряжений) и ток в контуре достигает максимума. Такой резонанс достигается не изменением индуктивности или емкости контура, а принудительным изменением фазы тока или напряжения и может быть назван *фазовым резонансом*.

Фазовый резонанс возникает в резонансных системах при принудительном изменении фазы тока или напряжения. При этом можно осуществить как резонанс напряжений, так и резонанс токов и плавно приближать режим цепи к резонансу при плавном изменении фазы одной или нескольких электрических величин.

Метод эквивалентных синусоид (рис. 3.28) дает лишь приближенное описание фазового резонанса. Полные его характеристики могут быть получены на основе метода гармонического баланса или методом численного интегрирования дифференциальных уравнений.

3.6. АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И КОМБИНИРОВАННЫХ ПРА

В схемах комбинированных ПРА кроме дросселей и конденсаторов могут быть использованы нелинейные полупроводниковые элементы: диоды, транзисторы, тиристоры и др. Анализ ряда полупроводниковых и комбинированных схем ПРА может проводиться с применением принципа Штрауха при аппроксимации вольт-секундной характеристики лампы.

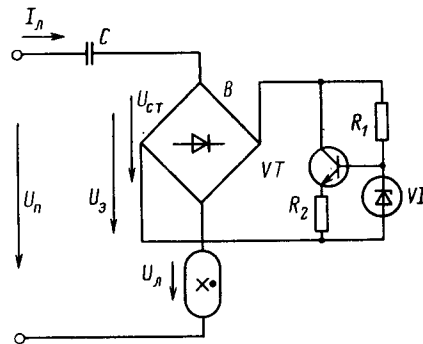


Рис. 3.29. Схема емкостного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока на транзисторе

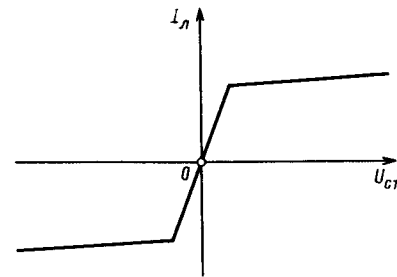


Рис. 3.30. Вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилизатора тока на транзисторе

Выше отмечалось, что в индуктивных и индуктивно-емкостных аппаратах, как правило, лампа работает в режиме без пауз тока. Такой режим не осуществим в резистивных ПРА, в которых стабилизация осуществляется последовательно включенным резистором. Однако резистивные аппараты, несмотря на их низкие технико-экономические показатели, нашли некоторое применение благодаря своей простоте.

Несколько лучшими параметрами обладают ПРА с применением полупроводниковых стабилизаторов тока. На рис. 3.29 приведена схема емкостного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока на транзисторе. Вольт-амперная характеристика стабилизатора показана на рис. 3.30. Результаты расчета схем для люминесцентных ламп мощностью 20 Вт при включении в сеть напряжением 220 В приведены в табл. 3.6.

Расчеты осуществлялись при следующих значениях динамического сопротивления стабилизатора: на начальном участке 19,5 Ом, на участке насыщения 400 Ом, при емкости балластного конденсатора 6,8 мкФ. Первое приближение рассчитывалось для синусоидального напряжения u_3 . Определялись переменные коэффициенты D'_q и D''_q ($q=1, 3, 5, 7$) для нелинейной характеристики стабилизатора тока и по годографу $U_{3,1}=f(I_{л1})$ находилась первая гармоника тока лампы. Высшие гармоники (3, 5, 7) определялись при неизменных коэффициентах D_q по методу баланса амплитуд.

С учетом высших гармоник напряжения u_3 устанавливались новые значения коэффициентов D_q , и расчет повторялся. Как видно из табл. 3.6, расчет по первым гармоникам давал погрешность 4—17%. Погрешность первого приближения, учитывающего 3, 5 и 7-ю гармоники тока, при определении коэффициента K_n не превышала 8 и второго приближения 6%.

Таблица 3.6. Параметры емкостного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока

Параметр, ед. изм.	Значение параметра			
	расчетное			экспериментальное
	по первым гармоникам	первое приближение	второе приближение	
Ток лампы $I_{\text{л}}$, А	0,414	0,420	0,421	0,428
Мощность лампы $P_{\text{л}}$, Вт	21,6	21,3	21,2	20,8
Потребляемая мощность $P_{\text{в}}$, Вт	43,7	40,5	39,8	38,0
Амплитуда тока лампы $I_{\text{лм}}$, А	0,5	0,5	0,5	0,5
КПД ПРА, %	49,3	52,5	53,3	54,6
Коэффициент амплитуды тока $K_{\text{а}}$	1,21	1,19	1,18	1,17
Коэффициент мощности лампы $K_{\text{л}}$	0,908	0,895	0,875	0,845
Коэффициент мощности схемы (источника питания) $K_{\text{п}}$	0,470	0,437	0,428	0,403

По остальным параметрам погрешности были меньше. Из табл. 3.6 видно, что схема емкостного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока обладает низким КПД. Вторым недостатком схемы являются большие пульсации светового потока лампы (для люминесцентной лампы типа ЛБ20 значение коэффициента пульсации достигало 29%).

Как показали расчеты, резистивно-емкостные схемы с линейными резисторами, схемы с полупроводниковыми стабилизаторами тока и емкостные схемы с полупроводниковыми стабилизаторами тока для люминесцентных ламп мощностью 40 и 65 Вт обладают еще более низкими технико-экономическими показателями и поэтому здесь не приводятся.

В полупроводниковых емкостных ПРА стабилизация средних за период параметров $I_{\text{л}}$, $I_{\text{л,ср}}$, $P_{\text{л}}$ и т. д. осуществляется в основном балластным конденсатором C . Балластный конденсатор осуществляет статическую стабилизацию режима лампы. В то же время полупроводниковый стабилизатор тока служит для улучшения формы тока лампы и таким образом осуществляет динамическую стабилизацию режима. Разделение функций статической и динамической стабилизации является весьма полезным, так как позволяет уменьшить мощность устройств для динамической стабилизации и даже создать принципиально новые схемы включения.

На рис. 3.31 приведена схема емкостного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока лампы. В этой схеме при малых токах весь ток конденсатора проходит через лампу. При

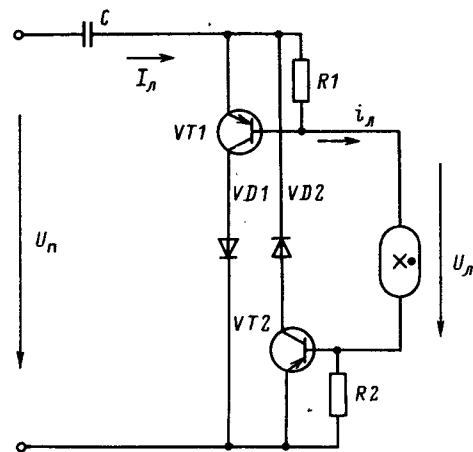


Рис. 3.31. Схема емкостного ПРА с параллельным полупроводниковым стабилизатором тока

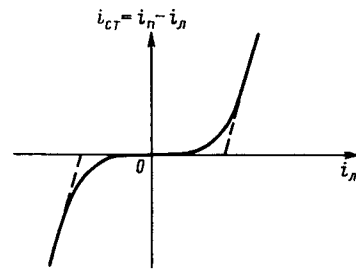


Рис. 3.32. Характеристика параллельного полупроводникового стабилизатора тока

увеличении тока сверх допустимого часть тока конденсатора ответвляется в параллельную ветвь. Характеристика стабилизатора дана на рис. 3.32.

Для схемы рис. 3.31 напряжение на конденсаторе u_c имеет вид

$$u_c = \sqrt{2} U_n \sin(\theta + \varphi) - u_{\text{л}}(\theta) \quad \text{при } u_{R1} = u_{R2} = 0, \quad (3.89)$$

где фазовый угол φ учитывает сдвиг питающего напряжения относительно момента перезажигания. В момент времени $\theta = 0$ $u_c = U_{c0}$ и напряжение на лампе

$$u_{\text{л}} = U_z = \sqrt{2} U_n \sin \varphi - U_{c0}. \quad (3.90)$$

Ток конденсатора (ток, потребляемый от источника питания)

$$i_n = \omega C \frac{du_c}{d\theta} = \sqrt{2} U_n \omega C \cos(\theta + \varphi) - \omega C \frac{du_{\text{л}}}{d\theta}. \quad (3.91)$$

Уравнение (3.91) свидетельствует о том, что принятая нами трапецидальная аппроксимация с выбросом в момент перезажигания (рис. 2.5) непригодна для расчета схем с емкостным балластом. Действительно, в соответствии с этой аппроксимацией сразу после зажигания лампы напряжение на ней скачком снижается до $U_1 < U_z$. В соответствии с (3.91) это должно вызвать импульс тока бесконечно большой амплитуды. На практике в емкостных балластах наблюдается импульс тока, однако его амплитуда лишь в 2—3 раза превосходит средний ток. Поэтому в схемах с емкостным балластом необходимо учитывать, что снижение напряжения на лампе происходит за конечное время $0 - \theta_1$ (рис. 3.33). При алгебраической аппрокси-

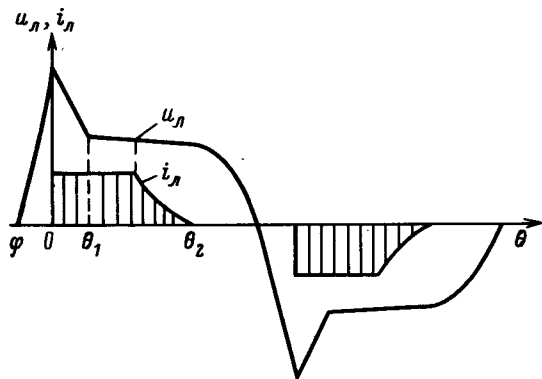


Рис. 3.33. Формы напряжения и тока лампы при работе с емкостным ПРА с параллельным стабилизатором тока

мации аппроксимирующее выражение приходится довольно часто уточнять, так как подобрать единое алгебраическое выражение для широкого класса схем не удастся.

Погасание лампы происходит в момент θ_2 :

$$i_n(\theta_2) = \sqrt{2} U_n \omega C \cos(\theta_2 + \varphi) - \omega C \frac{du_n}{d\theta} = 0. \quad (3.92)$$

За время горения лампы в интервале $0 - \theta_2$ происходит изменение напряжения на конденсаторе ΔU_C . В установившемся режиме

$$\Delta U_C = 2 |U_{C0}| = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\theta_2} i_n d\theta. \quad (3.93)$$

Условия (3.90) и (3.93) полностью определяют установившийся режим работы лампы, и ток лампы может быть найден из равенства

$$i_d = i_n - i_{ст.}$$

Теоретическое и экспериментальное исследования полупроводникового ПРА с параллельным стабилизатором [3.14] показало, что погрешности расчетов не превосходят 8% и прежде всего связаны с низкой точностью алгебраической аппроксимации напряжения на лампе. Схема с параллельным стабилизатором тока обладает несколько лучшими технико-экономическими параметрами, однако и в ней пульсации светового потока находятся на уровне 30%. Для снижения пульсаций и повышения технико-экономических показателей емкостных полупроводниковых ПРА целесообразно применять

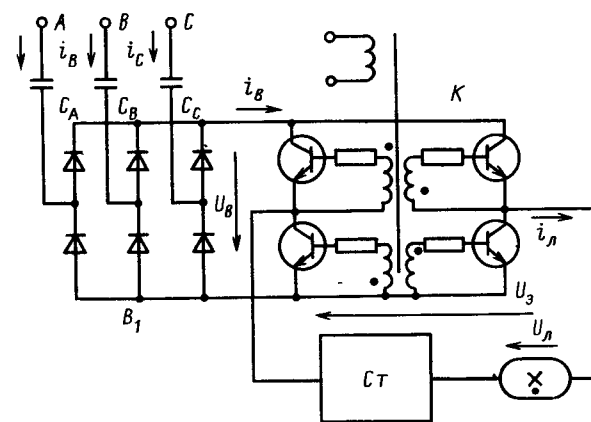


Рис. 3.34. Схема трехфазного емкостного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока

двух- и трехфазное питание [3.15]. Наилучшие результаты достигаются при трехфазном питании.

На рис. 3.34 приведена электрическая схема трехфазного емкостного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока [3.16]. В таком ПРА трехфазный мостовой выпрямитель B_1 создает постоянное выпрямленное напряжение U_B . Для статической стабилизации режима разрядной лампы в фазные провода включены балластные конденсаторы C_A , C_B и C_C . Выпрямленное напряжение U_B через мостовой коммутатор K подается на разрядную лампу, включенную последовательно с полупроводниковым стабилизатором тока CT , который осуществляет динамическую стабилизацию тока лампы. Идеализированная форма напряжения и тока лампы u_d и i_d и напряжений u , показана на рис. 3.35. Через лампу протекает ток почти прямоугольной формы, некоторое снижение тока происходит лишь в момент коммутации, и при применении быстродействующего коммутатора эффект снижения тока в момент коммутации можно не учитывать.

Питание лампы током прямоугольной формы обеспечивает следующее:

- 1) малые пульсации светового потока лампы, так как в лампе поддерживается стационарный режим разряда;
- 2) напряжение на лампе в течение всего периода горения остается постоянным;
- 3) напряжения перезажигания $U'_z \approx U_{г.ср.}$, так как в течение короткого времени коммутации в лампе не успевает произойти заметная деионизация столба разряда. Это особенно важно для ламп типа ДРИ, у которых в период разгорания в индуктивных

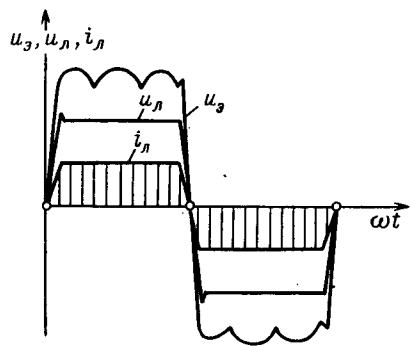


Рис. 3.35. Форма напряжений $u_n(\omega t)$, $u_\phi(\omega t)$ и тока лампы $i_n(\omega t)$ трехфазного емкостно-полупроводникового ПРА

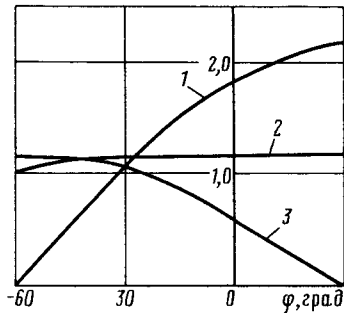


Рис. 3.36. Основные зависимости трехфазного емкостно-полупроводникового ПРА:
1 — U_{nmin}/U_ϕ ; 2 — U_{nmax}/U_{nmin} ; 3 — $I_n/(U_\phi\omega C_\phi)$

ПРА напряжение перезажигания может в несколько раз превосходить напряжение горения;

4) подача на цепь лампы — стабилизатор напряжения почти прямоугольной формы позволяет существенно снизить напряжение $U_\phi \approx (1,1 \div 1,2)U_n$ и тем самым уменьшить потери мощности в полупроводниковом стабилизаторе тока.

Сравнительная характеристика трехфазного емкостного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока приведена в табл. 3.7. Трехфазный аппарат обладает более высоким КПД и обеспечивает существенное снижение пульсаций светового потока по сравнению с распространенным индуктивным ПРА. В трехфазной схеме стабилизатор тока поддерживает практически постоянным ток через лампу, поэтому ток выпрямителя также может быть принят постоянным: $i_n = \text{const}$.

Расчет трехфазной схемы проводился при допущении, что коммутатор и диоды являются идеальными и время коммутации значительно меньше периода сетевого напряжения. Ток выпрямителя принимался равным току лампы $i_n = I_n = \text{const}$. Для

этих допущений и при симметричном трехфазном напряжении $U_n = U_B = U_C = U_\phi$ (U_ϕ — фазное напряжение) получены основные соотношения для такой схемы (рис. 3.34):

$$\left. \begin{aligned} I_n/(U_\phi\omega C_\phi) &= -1,01 \sin \varphi + 0,585 \cos \varphi; \\ U_{nmin}/U_\phi &= 1,06 \sin \varphi + 1,84 \cos \varphi; \\ U_{nmax}/U_\phi &= 1,225 \sin \varphi + 2,12 \cos \varphi; \\ U_{C\phi max} &= 1,05 I_n/(\omega C_\phi), \end{aligned} \right\} \quad (3.94)$$

где φ — угол, соответствующий переходу диода в открытое состояние относительно нуля напряжения в соответствующей фазе; $U_{C\phi max}$ — амплитуда напряжения на фазном конденсаторе C_ϕ .

На рис. 3.36 приведены зависимости основных параметров трехфазной схемы, рассчитанные по (3.94).

Учет конечного времени коммутации показывает, что во время коммутации несколько снижается ток лампы, что приводит к увеличению пульсации светового потока и выпрямленного напряжения u_n . Подавление этих добавочных пульсаций может быть достигнуто некоторым уменьшением емкости соответствующего фазного конденсатора C_ϕ . Емкость в этом случае можно рассчитать по (3.94) с соответствующим изменением значения тока лампы.

На рис. 3.37 представлен направленный граф относительных приращений параметров трехфазного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока, выполненного по схеме, приведенной на рис. 3.34. Частные коэффициенты чувствительности λ найдены по (3.94):

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{\varphi I_n} &= -\frac{0,585 - 1,01 \lg \varphi}{1,01 + 0,585 \lg \varphi}; \\ \lambda_{\varphi \omega C} &= \frac{0,585 - 1,01 \lg \varphi}{1,01 + 0,585 \lg \varphi}; \\ \lambda_{\varphi U_\phi} &= \lambda_{\varphi \omega C}; \\ \lambda_{U_{nmin} \varphi} &= \frac{4\varphi}{1,74 + \lg \varphi} - 1,74 \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (3.95)$$

Таблица 3.7. Сравнительная характеристика трехфазного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока

Параметр, ед. изм.	Трехфазный ПРА	Индуктивный ПРА
Тип лампы	ДРЛ125	ДРЛ125
Мощность лампы P_n , Вт	125	125
Ток лампы I_n , А	1,13	1,25
Амплитуда тока лампы I_{nmax} , А	1,22	2,00
Потребляемая мощность P_n , Вт	135	143
КПД ПРА, %	93	87
Коэффициент пульсации K_n , %	9	63

При конструировании схемы трехфазного ПРА с учетом минимальных пульсаций светового потока при всех допустимых колебаниях параметров должно сохраняться неравенство

$$U_{nmin} \geq (1,03 \div 1,05) U_n, \quad (3.96)$$

РАСЧЕТ СХЕМ ПРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРИНЦИПА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ РАЗРЯДНЫХ ЛАМП

4.1. АНАЛИЗ СХЕМ ПРА, РАБОТАЮЩИХ НА ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЕ

Принцип расчета схем ПРА с использованием дифференциальных моделей применяется при расчете таких схем, для которых необходимо провести расчеты при широкой вариации режимов работы, а формы напряжения и тока лампы в этих режимах не могут быть предсказаны заранее.

Рассмотренные в гл. 1 и 3 метода расчета, основанные на алгебраической аппроксимации характеристик разрядных ламп, достаточно сложны в применении даже к простейшим схемам и не пригодны для расчета целого ряда более сложных импульсных полупроводниковых и комбинированных схем ПРА. Связано это с тем, что при высоких скоростях изменения тока лампы $|di_L/dt| > 10^3 \text{ A/c}$ в силу инерционности разряда напряжение на лампе $u_L(t)$ начинает сильно зависеть от формы тока $i_L(t)$, и простейшие алгебраические аппроксимации формы напряжения $u_L(t)$ становятся непригодными.

От этих недостатков свободны математические модели электрических параметров разрядных ламп, основанные на дифференциальной аппроксимации процессов, происходящих в плазме столба разряда, практически пригодные для расчетов всех групп схем. В § 2.3 показано, что при формировании уравнений для цепей, содержащих разрядные лампы, последние должны заменяться резистивными двухполюсниками с инерционными параметрами. Система полученных уравнений решается при определенных значениях начальных условий (напряжении на конденсаторах, токе дросселей, проводимости ламп). Для нахождения установившегося режима вычисления производятся либо последовательным приближением к окончанию переходного процесса, либо методом пристрелки, т. е. подбором начальных условий, обеспечивающих попадание в установившийся режим.

Таковыми методами можно рассчитывать цепи, обладающие абсолютной устойчивостью, когда установившийся режим не зависит от выбранных начальных условий. Если такой уверенности нет, цепь предварительно должна быть проверена на устойчивость.

Вопросы устойчивости электрических цепей с дугой подробно рассмотрены О. Я. Новиковым и его учениками [4.1] с использованием широкого класса аппроксимирующих уравнений.

Рис. 3.37. Направленный граф отнесенных приращений параметров трехфазного емкостно-полупроводникового ПРА

что обеспечивает эффективную работу полупроводникового стабилизатора тока. Однако если неравенство (3.96) выполняется при $U_{\phi min}$, $C_{\phi min}$, $U_{\phi max}$, то в номинальном режиме оно имеет большой запас. Это приводит к большим потерям мощности в полупроводниковом стабилизаторе тока и к снижению КПД трехфазного аппарата.

Для повышения КПД в схему можно добавить три добавочных цепи, обеспечивающие управление стабилизатором тока таким образом, чтобы (3.96) при всех колебаниях параметров выполнялось с минимальным запасом. На рис. 3.37 эти добавочные связи показаны пунктиром.

Из условия $\Lambda_{U_{\phi min}C} = 0$ находим

$$\lambda_{I_L L} = -\lambda_{\phi C} / \lambda_{\phi I_L}. \quad (3.97)$$

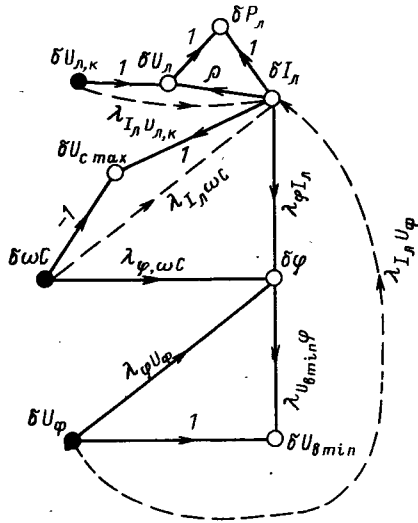
Эта связь может реализоваться при первоначальной настройке ПРА. Из условия $\Lambda_{U_{\phi min}U_{L,k}} = 1$ получаем

$$\lambda_{I_L U_{L,k}} = \frac{1}{\lambda_{\phi I_L} \lambda_{U_{\phi min} \phi}}. \quad (3.98)$$

Эта настройка может осуществляться при смене лампы. При непрерывной настройке она должна быть между узлами δU_L и δI_L , что, вообще говоря, более правильно. Однако при малых значениях коэффициента, характеризующего наклон статической характеристики, $\rho \approx 0$ обе эти связи эквивалентны.

И, наконец, из условия $\Lambda_{U_{\phi min}U_{\phi}} = 0$ получим

$$\lambda_{I_L U_{\phi}} = \frac{-1}{\lambda_{\phi I_L} \lambda_{U_{\phi min} \phi}}. \quad (3.99)$$



Вопросы устойчивости RCL -цепей с дугой исследованы в [4.2] при аппроксимации характеристик дуги уравнением Майра [4.2]. В [4.3] исследование устойчивости дуги проведено на аналоговой вычислительной машине, критерии устойчивости получены при учете средней за полупериод проводимости дуги. При этом сопротивление дуги в момент перехода тока через нуль скачком изменялось до нового постоянного значения.

Анализ устойчивости импульсных схем с разрядными лампами проведен в [4.4] с использованием аппроксимирующего уравнения Френсиса. Показано, что проверка на устойчивость в малом может осуществляться по критериям Найквиста, Михайлова, Ляпунова и т. д. Проверку устойчивости в большом целесообразно проводить по критерию Ляпунова.

Расчеты электрических цепей с дугой отражены в работах И. С. Таева, Ю. С. Свирчука [1.18], О. Я. Новикова [4.1] и др.

Расчеты индуктивных ПРА с лампами типа ДРЛ и комбинированных ПРА с дросселем и полупроводниковым переключателем выполнены в [1.19, 4.4] с использованием предложенного их авторами дифференциального уравнения первой степени с постоянными коэффициентами. Е. Пик и А. Спенсер провели расчеты индуктивного и емкостного ПРА с люминесцентной лампой, параметры которой аппроксимировались уточненным уравнением Френсиса. Д. Энгель на основе уравнения Френсиса выполнил расчет импульсного полупроводникового ПРА. И, наконец, в [4.4] проведен расчет схемы комбинированного ПРА на основе предложенной математической модели параметров разрядных ламп.

Такое незначительное количество публикаций по методам расчета, основанным на дифференциальной аппроксимации параметров разрядных ламп, объясняется в основном двумя причинами. Во-первых, до настоящего времени отсутствовали подходящие дифференциальные аппроксимации, с достаточной точностью описывающие динамические характеристики массовых разрядных ламп (люминесцентных ламп, типов ДРЛ и ДРИ, натриевых ламп высокого давления), во-вторых, интерес к этим методам возник сравнительно недавно, при появлении полупроводниковых ПРА, которые не могут быть рассчитаны другими методами.

В настоящей главе осуществлен анализ основных групп ПРА с использованием дифференциальных моделей, что достаточно полно иллюстрирует возможности этого метода.

Электромагнитные, резистивные и полупроводниковые ПРА, работающие на промышленной частоте, можно успешно рассчитывать традиционными методами на основе алгебраической аппроксимации ВАХ разрядных ламп. Ниже приводится расчет схем таких ПРА с применением разработанных математических

моделей электрических параметров ламп. Расчеты позволяют оценить точность метода и иллюстрируют его возможности.

Схема стартерного индуктивно-емкостного ПРА показана на рис. 3.12. При нелинейных элементах (дроссель, резистор, конденсатор) уравнения электрического состояния имеют вид

$$d\Psi_L/dt = u_n(t) - u_c(Q_C) - F_1(\Psi_L); \quad dQ_C/dt = i_n(\Psi_L), \quad (4.1)$$

где F_1 — нелинейная функция от i_n ; Ψ_L :

$$F_1(i_n; \Psi_L) = [R(i_n) + 1/G_L] i_n(\Psi_L).$$

Если в схеме применены линейные элементы, то $R = \text{const}$, $L = \text{const}$; $C = \text{const}$; $\Psi = Li_n$; $Q = CU_C$.

Система (4.1) применима для расчета как индуктивно-емкостного, так и индуктивного ПРА. В последнем случае $1/CU_C = 0$.

Для анализа емкостного ПРА с полупроводниковым стабилизатором тока (см. рис. 3.29) система (4.1) должна быть заменена уравнением

$$dQ_C/dt = F_2(i_n) [u_n(t) - u_c(Q_C)], \quad (4.2)$$

где F_2 — нелинейная функция от i_n :

$$F_2(i_n) = G_L / [G_L R_{ст}(i_n) + 1], \quad (4.3)$$

где $R_{ст}(i_n)$ — сопротивление нелинейного стабилизатора тока (см. рис. 3.30).

При емкостном балласте с линейным резистором R (4.2) принимает вид

$$dQ_C/dt = G_L [u_n(t) - Q_C/C] / (1 + G_L R). \quad (4.4)$$

И, наконец, при резистивном нелинейном балласте система (4.1) переходит в одно алгебраическое уравнение

$$R(i_n) i_n + i_n/G_L = u_n(t). \quad (4.5)$$

Уравнения (4.1) и (4.5) решают совместно с (2.10) и (2.16). Численное интегрирование уравнений осуществляют на ЭВМ.

Расчеты показали следующее [4.5]:

- 1) установившийся режим для всех типов балластов не зависит от принятых начальных условий;
- 2) длительность переходного режима для всех типов балластов существенно зависит от принятых начальных условий;
- 3) самый короткий переходный режим наблюдается при работе люминесцентной лампы с линейным или нелинейным резистивным балластом. Его длительность в самом неблагоприятном случае не превосходит двух периодов. Наиболее длительный переходный режим имеет место в схеме с индуктивно-емкостным балластом и может достигать 7—8 периодов;

4) нелинейность характеристики дросселя оказывает существенное влияние на все параметры разрядной лампы. При увеличении нелинейности ухудшается форма тока лампы, уменьшается коэффициент мощности лампы, понижается стабильность ее работы, что особенно сказывается в схеме с индуктивным балластом;

5) соотношение реактивных составляющих балластов x_C/x_L существенно влияет на форму тока лампы. При $x_C/x_L > 4,6$ в токе лампы появляются паузы. Расчет критических соотношений $(U_n/U_{пк})$, при которых осуществляется переход к режиму горения с паузами тока, показал хорошее совпадение с расчетами, проведенными на базе алгебраической аппроксимации (см. рис. 3.15);

6) в индуктивных и индуктивно-емкостных ПРА в режимах без паузы тока действующее значение напряжения на лампе U_n несколько выше установившегося напряжения на постоянном токе U_0 . Для люминесцентных ламп $U_n \approx (1,02 \div 1,025) U_0$, для ламп типа ДРЛ $U_n \approx (1,03 \div 1,035) U_0$, что хорошо согласуется с экспериментом;

7) использование уточненной модели люминесцентной лампы, учитывающей зависимость напряжения U_0 от приведенной проводимости g_n , повышает точность расчетов ненормальных режимов, когда напряжение U_0 заметно отличается от номинального $U_{0ном}$. При расчете номинальных режимов уточненная модель [см. (2.10а и 2.10б)] и нелинейная модель первого порядка [см. (2.10а—2.10в)] дают практически одинаковые результаты (расхождение менее 1%);

8) использование уточненных моделей ламп типа ДРЛ [см. (2.16)] несколько повышает точность расчета перечисленных выше схем. Повышение точности незначительно при расчете режимов без пауз тока, в режимах с паузой тока отмечено снижение погрешности на 1—1,5%;

9) точность всех расчетов высокая. При расчете режимов без пауз тока и при линейной характеристике балласта погрешности расчета мощности и тока лампы и напряжения на балласте не превышали $\pm 2\%$. Расчеты при нелинейной характеристике балласта дали погрешность около 5%, что, по-видимому, связано с недостаточной точностью аппроксимации нелинейной характеристики, ее отличием от реальной характеристики дросселя, использованного в эксперименте. Расчеты полупроводниковых и резистивных схем показали отклонение от экспериментальных результатов в пределах $\pm 4\%$.

Сравнение некоторых расчетных и экспериментальных результатов приведено в табл. 4.1. При расчете линейных схем ПРА, обеспечивающих работу лампы в режиме без пауз тока, погрешность расчетов не превышает 2%. При нелинейном дросселе погрешность увеличивается до 4,5% и наибольшая

Таблица 4.1. Сравнение результатов расчета и эксперимента схем ПРА на промышленной частоте

Тип лампы	Тип; параметры ПРА	Параметр лампы, единицы измерения	Значение параметра		Погрешность, %
			расчетное	экспериментальное	
Люминесцентная	Линейный индуктивный; $L = 1,24$ Гн, $R = 38,6$ Ом, $U_n = 220$ В	I_n , А $I_{дт}$, А $P_{дл}$, Вт	0,437 0,632 40,2	0,430 0,635 39,7	1,5 1,4 1,4
Люминесцентная*	Линейный индуктивный; $L = 1,28$ Гн, $R = 206$ Ом, $U_n = 146$ В	I_n , А $I_{дт}$, А $P_{дл}$, Вт	0,116 0,190 10,2	0,110 0,180 9,8	5,5 5,5 4,0
Люминесцентная	Нелинейный индуктивный; $L_0 = 1,45$ Гн, $R = 41$ Ом, $U_n = 220$ В	I_n , А $I_{дт}$, А $P_{дл}$, Вт	0,450 0,758 40,1	0,435 0,730 39,0	3,4 3,8 2,8
Люминесцентная	Линейный индуктивно-емкостный; $L = 1,24$ Гн, $C = 3,73$ мкФ, $R = 38,6$ Ом, $U_n = 220$ В	I_n , А $I_{дт}$, А $P_{дл}$, Вт $\Theta_{п}$, Вт	0,440 0,705 42,4	0,435 0,700 41,9	1,2 0,1 1,2
Люминесцентная	Емкостный полупроводниковый; $U_n = 220$ В, $C = 6,8$ мкФ	I_n , А $I_{дт}$, А $P_{дл}$, Вт	0,440 0,510 21,5	0,428 0,500 20,8	2,8 2,0 3,4
ДРЛ125	Линейный индуктивный; $L = 0,425$ Гн, $R = 10,0$ Ом, $U_n = 220$ В	I_n , А $I_{дт}$, А $P_{дл}$, Вт	1,140 1,670 126,5	1,150 1,700 125,0	—0,9 —1,8 1,2
ДРЛ180	Линейный резистивный; $R = 165$ Ом, $U_n = 220$ В	I_n , А $I_{дт}$, А $P_{дл}$, Вт	0,692 1,080 62,5	0,670 1,050 64,5	3,3 2,8 3,2

* Ненормальный режим с паузами тока.

погрешность 5,5% достигается при расчете линейной индуктивной схемы, в которой лампа работает в резко ненормальном режиме и с большой паузой тока.

В режимах без пауз тока форма напряжения на лампе приближается к прямоугольной (см. рис. 2,5,а, б), поэтому большая часть расчета производится при практически постоянном значении функции $M_1(u_n)$. В режимах с паузами тока напряжение на лампе изменяется в широких пределах (см. рис. 2.7 и 4.1) и на точность расчетов влияет значение функции

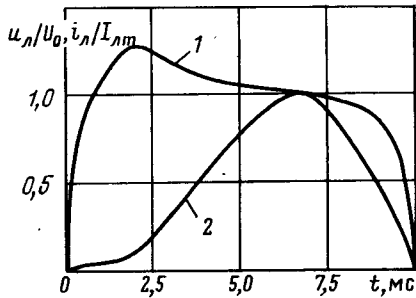


Рис. 4.1. Расчетные зависимости индуктивно-резистивного ПРА ($U_0 = 103$ В, $L = 1,28$ Гн, $R = 206$ Ом, $U_n = 146$ В):

1— u_n/U_0 ; 2— i_n/I_{lm}

$M_1(u_n)$ в широком диапазоне напряжений u_n . Из рис. 4.1 также видно, что во время паузы тока по лампе протекает небольшой ток (2—5% амплитудного значения I_{lm}).

Для повышения точности расчетов можно провести анализ эквивалентной схемы индуктивно-емкостного ПРА при раздельном учете потерь в обмотке и магнитопроводе дросселя. Для такой схемы с нелинейным дросселем уравнения состояния имеют вид:

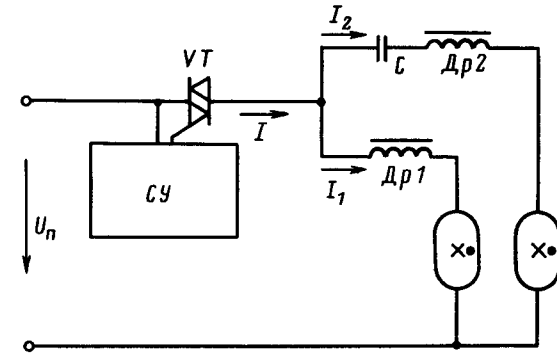
$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_L}{dt} &= \frac{R_{ct}}{R_{ct} + R_{об} + 1/G_n} [u_n(t) - Q_C/C - (R_{об} + 1/G_n) \Psi_L/L(\Psi_L)]; \\ \frac{dQ_C}{dt} &= \frac{u_n(t) - Q_C/C + R_{ct} \Psi_L/L(\Psi_L)}{R_{ct} + R_{об} + 1/G_n}, \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

где $R_{об}$ —сопротивление обмотки дросселя; R_{ct} —сопротивление, учитывающее потери в стали магнитопровода (включено параллельно обмотке дросселя).

Расчеты показали, что и при линейной, и при нелинейной характеристике дросселя раздельный учет потерь дает заметное увеличение точности расчетов, когда потери в сердечнике дросселя $P_{ст}$ составляют более 15% мощности лампы $P_{л}$. Если $P_{ст}/P_{л} \leq 0,15$, расчеты по (4.6) и (4.1) практически совпадают (расхождение менее 1%). Это хорошо согласуется с экспериментальными результатами.

Дополнительно были проведены исследования рассмотренных выше схем ПРА при подключении аппаратов к высокочастотному источнику питания ($f = 100 \div 20\,000$ Гц) и при различной форме напряжения $u_n(t)$. Расчеты показали, что в режимах без пауз тока на частотах выше 500—1000 Гц формы напряжения и тока лампы практически совпадают. Погрешности расчета тока $I_{л}$ и мощности лампы $P_{л}$, как правило, не превосходили 2% при синусоидальной форме тока и достигали 3—4% при несинусоидальном токе лампы.

Рис. 4.2. Схема тиристорного регулятора светового потока (СУ—схема управления)



Таким образом, математические модели электрических параметров люминесцентных ламп и ламп типа ДРЛ показали высокую точность при расчетах линейных и нелинейных индуктивных, индуктивно-емкостных, резистивных и полупроводниковых балластов, работающих как на промышленной, так и на повышенной частоте.

Для более сложных комбинированных ПРА ниже приведены результаты расчета тиристорного регулятора светового потока, работающего с равным количеством индуктивных и индуктивно-емкостных ПРА. Схема такого регулятора показана на рис. 4.2. В этом регуляторе при изменении угла отпирания тиристора изменяются значение и форма тока ламп и соответственно их световой поток. Регулятор обладает двумя достоинствами. Во-первых, применение равного количества индуктивных и индуктивно-емкостных ПРА позволяет снизить потребляемую реактивную мощность как при номинальном, так и при пониженном световом потоке. Во-вторых, обеспечивается снижение пульсации светового потока, так как токи ламп сдвинуты между собой на угол $100—120^\circ$.

При использовании нелинейных дросселей система уравнений цепи регулятора имеет вид

$$\left. \begin{aligned} d\Psi_1/dt &= \sqrt{2} U_n \sin(\omega t + \varphi) - R[\Psi_1/L_1(\Psi_1) + \Psi_2/L_2(\Psi_2)] - R_1 \Psi_1/L_1(\Psi_1) - u_{л1}; \\ d\Psi_2/dt &= \sqrt{2} U_n \sin(\omega t + \varphi) - R[\Psi_1/L_1(\Psi_1) + \Psi_2/L_2(\Psi_2)] - R_2 \Psi_2/L_2(\Psi_2) - Q_C/C - u_{л2}; \\ dQ_C/dt &= \Psi_2/L_2(\Psi_2), \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

где φ —угол включения тиристора.

Система (4.7) решалась совместно с уравнениями модели люминесцентной лампы. Решение проводилось по двум интервалам. На первом интервале при $0 \leq \omega t \leq \varphi_1$ тиристор открыт, его сопротивление постоянно $R = R_0 = 1 \div 10$ Ом. Угол φ_1 находился из условия

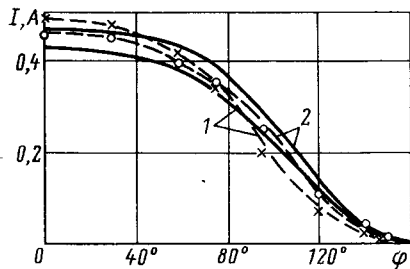


Рис. 4.3. Регулировочные характеристики регулятора светового потока: 1— I_1 ; 2— I_2 ; — упрощенная модель; — точная модель

$$|i| = |i_1 + i_2| = |\Psi_1/L_1(\Psi_1) + \Psi_2/L_2(\Psi_2)| = 0,8I_{уд}, \quad (4.8)$$

где $I_{уд}$ — ток удержания тиристора, приведенный к одному двухламповому аппарату. При этом учитывалось ограничение $\varphi_1 \leq \pi$. На втором интервале при $\varphi_1 < \omega t < \pi$ было принято, что сопротивление тиристора возрастает по экспоненциальному закону с постоянной времени τ_T :

$$R = R_0 \exp[(t - \varphi_1/\omega)/\tau_T]. \quad (4.9)$$

Для исключения очень больших значений сопротивления R учитывалось ограничение $R \leq R_0 \exp 20$. При условии $\varphi_1 \geq \pi$ второй интервал отсутствовал. Расчет повторялся до достижения установившегося режима.

Регулировочные характеристики, построенные по результатам расчета, приведены на рис. 4.3. Использование уточненной модели позволило снизить погрешность расчетов до 4—5%, что особенно существенно при малых токах ламп. В то же время расчеты показали, что учет нелинейности характеристики дросселя сказывается незначительно и только в области номинальных токов.

4.2. АНАЛИЗ СХЕМ КОМБИНИРОВАННЫХ ПРА

К этой группе аппаратов относятся все ПРА, в которых для стабилизации тока лампы применяются как электромагнитные, так и полупроводниковые элементы. Одной из наиболее интересных и перспективных является схема с так называемым ионизирующим генератором.

Аппараты с ионизирующими генераторами предложены А. Е. Краснопольским и В. И. Бураком в 1965—1966 гг. [4.6—4.8]. В течение ряда лет они применялись лишь в регуляторах яркости светового потока люминесцентных ламп, но в последние годы широко используются для включения различных разрядных ламп при пониженном напряжении питания, для улучшения условий перезажигания, снижения пульсаций светового потока, создания так называемых безбалластных ПРА и др.

Обобщенная структурная схема ПРА с ионизирующим генератором приведена на рис. 1.8. В этой схеме ток лампы i_n состоит из двух составляющих, т. е.

$$i_n = i_1 + i_2. \quad (4.10)$$

Основной источник питания с напряжением u_n создает составляющую тока лампы i_1 . Для ограничения этого тока служит *Балласт 1*. Вспомогательный ионизирующий источник питания с напряжением u_b создает лишь небольшую часть тока лампы i_2 . Его значение стабилизируется *Балластом 2*.

Все схемы с ионизирующим генератором могут быть получены из этой обобщенной схемы при использовании различных источников питания и типов балластов.

Если в качестве основного источника питания используется сеть промышленной частоты, а *Балласт 1* представляет собой индуктивный или индуктивно-емкостный балласт, то имеют распространенную группу индуктивных комбинированных ПРА. В этой группе ПРА обычно используется ионизирующий источник напряжения повышенной частоты ($f_b = 1 \div 100$ кГц), включенный последовательно с высокочастотным емкостным балластом (см. рис. 1.9). Ионизирующий источник создает на негорящей лампе повышенное напряжение, облегчающее ее зажигание, и при разгорании лампы типа ДРИ облегчает ее перезажигание. Аппараты обеспечивают работу ламп при пониженном напряжении питания, например, в регуляторах яркости. При низких напряжениях питания ионизирующий источник предотвращает глубокую деионизацию плазмы столба разряда во время паузы тока.

Для схемы с нелинейным дросселем и постоянным сопротивлением потерь R система уравнений имеет вид

$$\left. \begin{aligned} d\Psi/dt &= u_n(t) - R\Psi/L(\Psi) - u_n(t); \\ dQ/dt &= i_n(t) - \Psi/L(\Psi). \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

Система (4.11) решалась совместно с уравнениями модели люминесцентной лампы (2.10) и (2.16). Это позволило рассчитать все электрические режимы индуктивного ПРА с высокочастотным генератором, используемого в регуляторах яркости. Высокочастотный генератор имел параметры $U_b = 250$ В, $f = 5$ кГц. Емкость высокочастотного балласта $C = 600$ пФ. В момент пуска за счет последовательного резонанса высокочастотное напряжение на лампе возрастало до 350—400 В, что обеспечивало надежное зажигание ламп на всех уровнях яркости. Минимальная яркость определялась значением высокочастотного тока I_2 и не превышала 0,5% максимальной яркости.

Проведенные расчеты показали, что нелинейность характеристики дросселя лишь незначительно влияет на ход функции

$P_n(U_n)$ и только в области больших токов. Это позволило в схемах с ионизирующим генератором использовать дроссели с более высоким значением максимальной магнитной индукции B_m , что приводит к уменьшению их массы на 10—15%. Дальнейшее снижение массы дросселя в таких ПРА возможно либо при работе на пониженных напряжениях питания $U_n = 130 \div 140$ В; либо при работе со специальными лампами, номинальное напряжение которых $U_n = 170 \div 180$ В. В таких режимах напряжение на дросселе снижается до значений $U_{др} = 80 \div 100$ В, что приводит к уменьшению его размеров на 40—50%. Проведенный нами расчет показал, что при отношении $U_n/U_n = 0,75 \div 0,8$ и токе высокочастотного генератора $I_2 = (0,15 \div 0,2) I_{лном}$ коэффициенты чувствительности $\Lambda_{I_2 U_n}$ и $\Lambda_{P_n U_n}$ находятся в пределах 2,4—2,8. Это допустимо при колебаниях напряжения питания в пределах $\pm 5\%$.

При дальнейшем повышении отношения U_n/U_n до 0,9—0,95 коэффициенты чувствительности возрастают до 4,5—5, и удовлетворительная работа возможна лишь при введении стабилизирующей связи $\lambda_{I_2 I_1} = 3 \div 3,5$ или $\lambda_{I_2 I_n} \geq 10$.

В индуктивном ПРА с высокочастотным ионизирующим генератором для снижения мощности высокочастотного генератора целесообразно модулировать его напряжение синфазно с напряжением питания так, чтобы максимум высокочастотного напряжения u_n совпадал с паузой тока i_1 . В регуляторах яркости это позволяет снизить мощность высокочастотного генератора в 10—12 раз и расширить пределы регулирования светового потока до 1:2000.

Если в обобщенной схеме ПРА с ионизирующим генератором (см. рис. 1.8) в качестве балласта 1 применить конденсатор C и запирающий фильтр, настроенный на частоту ионизирующего генератора, то получим схему ПРА с емкостным балластом и высокочастотным ионизирующим генератором (рис. 4.4). В таком аппарате энергия поступает в лампу в основном от источника промышленной частоты U_n . Высокочастотный генератор поддерживает ионизацию плазмы в столбе разряда во время паузы тока i_1 . Этим достигается улучшение формы тока лампы и снижение пульсаций светового потока.

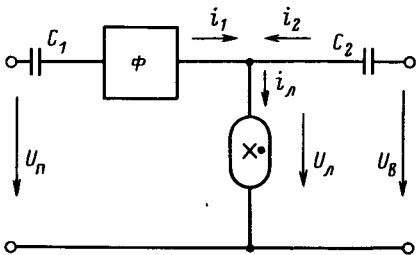
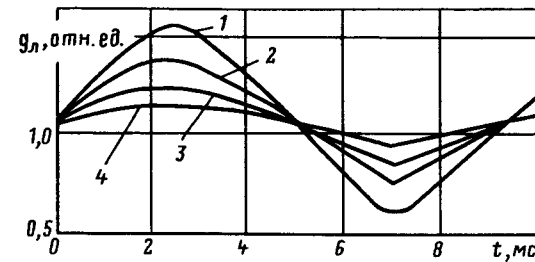


Рис. 4.4. Схема ПРА с емкостным балластом и ВЧ ионизирующим генератором (Φ — фильтр)

Рис. 4.5. Пульсации приведенной проводимости $g_n(t)$ в схеме емкостного ПРА с ионизирующим генератором: 1— $I_2/I_n = 0,15$; 2—0,25; 3—0,35; 4—0,45



Принимая, что фильтр Φ обладает бесконечным сопротивлением для высокочастотного тока i_2 и нулевым для тока i_1 , а конденсатор C_2 не пропускает низкочастотный ток i_1 , получим упрощенную систему уравнений для схемы емкостного ПРА с ионизирующим генератором:

$$\left. \begin{aligned} u_n &= u_{C1} + G_n i_n; \\ u_n &= u_{C2} + G_n i_n; \\ i_n &= C_1 du_{C1}/dt + C_2 du_{C2}/dt. \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

Расчеты, проведенные по (4.12) с использованием математической модели люминесцентной лампы (2.10), показали следующие:

1) удовлетворительная форма тока лампы ($K_n \leq 2$) достигается при токе высокочастотного генератора $I_2/I_n \geq 0,2$. При этом пауза в токе i_1 не превышает 25° ;

2) применение высокочастотного генератора с модулированным выходным напряжением улучшает работу лампы, снижает пульсации ее светового потока. Пульсации оценивались нами по пульсации приведенной проводимости лампы g_n . На рис. 4.5 показана форма $g_n(t)$. Пульсации приведенной проводимости $(g_{\max} - g_{\min})/(2g_{cp}) \approx 0,1$ при $I_2/I_n = 0,45$. Наилучшее снижение пульсации достигается при заполнении высокочастотным током i_2 пауз в токе i_1 ;

3) частота ионизирующего генератора слабо влияет на основные параметры лампы (I_n , P_n , пульсацию светового потока и т. п.). Однако для эффективного разделения низкочастотного и высокочастотного контуров ее целесообразно выбирать достаточно высокой ($f \geq 2,5$ кГц).

Рассмотрим импульсный ПРА, в котором отсутствует токоограничивающий элемент в силовой цепи [4.9]. На рис. 1.10 была приведена схема такого ПРА, а на рис. 1.11 — осциллограммы напряжения и тока лампы. На рис. 4.6 дана зависимость оптимальной длительности периода $T_{опт}$, при которой в лампу поступает максимальная мощность от силового источника питания, от отношения T_n/T_n . При $T_{опт}$

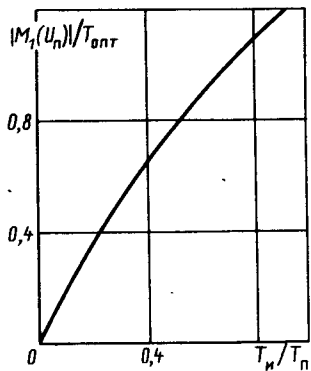


Рис. 4.6.

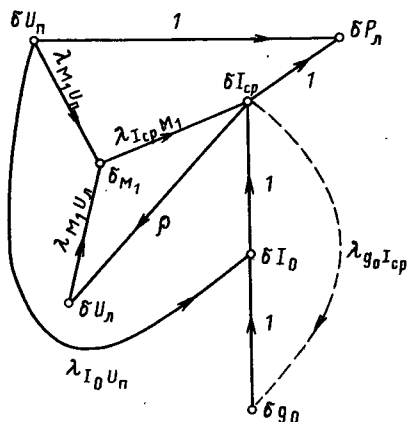


Рис. 4.8

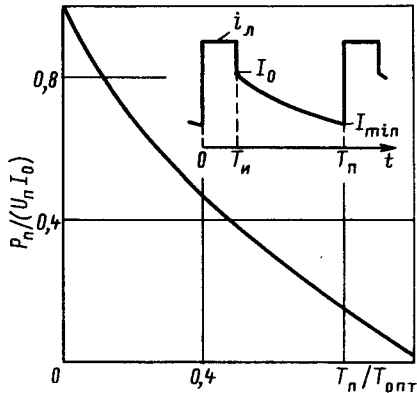


Рис. 4.7

Рис. 4.6. Зависимость оптимальной длительности $T_{\text{опт}}$ от T_n/T_n

Рис. 4.7. Зависимость мощности P_n , потребляемой лампой, от отношения $T_n/T_{\text{опт}}$

Рис. 4.8. Граф импульсного ПРА

аппарат обладает нулевой чувствительностью к малым изменениям длительности периода T_n . На рис. 4.7 показана зависимость мощности P_n , потребляемой лампой от силового источника питания, от отношения $T_n/T_{\text{опт}}$.

Расчеты, проведенные для люминесцентной лампы мощностью 40 Вт ($U_0=193$ В, $U_n=90$ В, $T_n/T_n=0,05$), показали, что оптимальная частота повторения ионизирующих импульсов равна 4 кГц, при этом мощность ионизирующего генератора P_g составляет всего 15% мощности P_n , а коэффициент амплитуды тока лампы $K_a=2,2$. Значение K_a может быть снижено до $K_a=1,7$ при увеличении T_n/T_n до 0,15, что вызывает повышение мощности импульсного генератора P_g до 0,28 P_n .

Параметры импульсного ПРА существенно зависят от типа ионизирующего генератора. Мощность генератора минимальна, если в Балласте 2 использованы только реактивные элементы.

Применение резистивного балласта приводит к повышению мощности ионизирующего генератора P_g в 1,5—2 раза.

Стабильность работы импульсного ПРА оценивалась с помощью графа, показанного на рис. 4.8. В соответствии с приведенным графом относительное изменение среднего тока лампы

$$\delta I_{cp} = \Lambda_{I_{cp} U_n} \delta U_n + \Lambda_{I_{cp} U_0} \delta U_0, \quad (4.13)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Lambda_{I_{cp} U_n} &= \frac{\lambda_{M_1 U_n} \lambda_{I_{cp} M_1} + \lambda_{I_0 U_n}}{1 - \lambda_{I_{cp} M_1} \lambda_{M_1 U_0} \rho} \\ \Lambda_{I_{cp} U_0} &= \frac{\lambda_{M_1 U_0} \lambda_{I_{cp} M_1}}{1 - \lambda_{I_{cp} M_1} \lambda_{M_1 U_0} \rho} \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

При выбранных режимах ($U_n=90$ В, $U_0=103$ В) коэффициенты чувствительности весьма велики: $\Lambda_{I_{cp} U_n}=25$ и $\Lambda_{I_{cp} U_0}=-20$, что делает импульсный ПРА в таком виде непригодным для эксплуатации. Повышение стабильности работы может быть осуществлено введением стабилизирующей обратной связи, например $\lambda_{g_0 I_{cp}}$ (показана пунктиром на рис. 4.8). При $\lambda_{g_0 I_{cp}}=-5$ $\Lambda_{I_{cp} U_n} \approx 1$, $\Lambda_{I_{cp} U_0} \approx -0,9$ и $\Lambda_{P U_n}=2$, что делает аппарат мало-чувствительным к изменению напряжения питания U_n и напряжения U_0 .

4.3. АНАЛИЗ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРА С ДИНАМИЧЕСКОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ РЕЖИМА

Полупроводниковые ПРА с динамической стабилизацией режима в литературе часто называют динамическими балластами [4.10, 4.11]. В основном динамические балласты представляют собой различные полупроводниковые модуляторы. Отличительной особенностью балластов является наличие обратной связи, необходимой для стабилизации режима работы ламп. Без обратной связи такие аппараты, как правило, неустойчивы.

Прежде чем перейти к рассмотрению схем динамических балластов, проведем анализ простейшей схемы ПРА, в которой лампа подключается непосредственно к источнику постоянного напряжения. Такая схема, безусловно, является неустойчивой, поэтому введем стабилизирующую обратную связь по току лампы (рис. 4.9). Цепь обратной связи сравнивает падение напряжения $i_n R$ с опорным напряжением $U_{оп}$ и формирует напряжение $u_{упр}$, которое управляет напряжением источника питания U_n . Анализ такого ПРА позволяет выявить основные закономерности, возникающие при стабилизации режима работы лампы с помощью цепей обратной связи.

Рис. 4.9. Схема ПРА с управляемым источником напряжения (УИН — управляемый источник напряжения; У — усилитель)

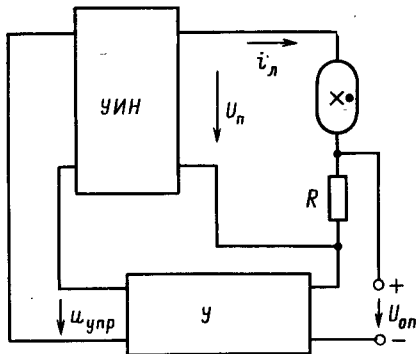
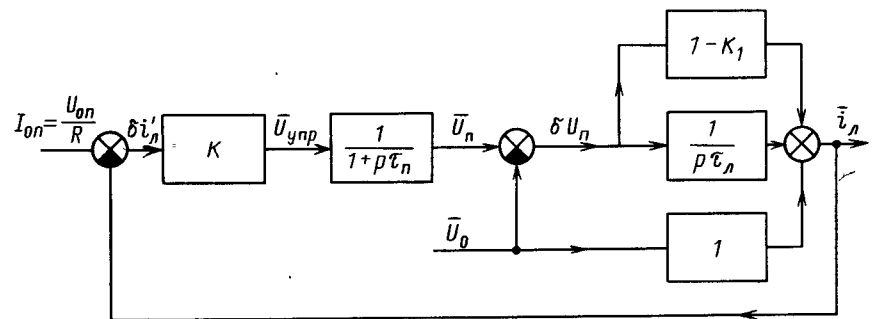


Рис. 4.10. Структурная схема системы автоматического регулирования



Пускорегулирующий аппарат с управляемым источником напряжения, схема которого приведена на рис. 4.9, представляет собой простейшую систему автоматического регулирования. Ее структурная схема показана на рис. 4.10. Все электрические величины ($\bar{i}_n$, δi_n , δU_n и т. д.) представлены в безразмерной форме. Структурная схема содержит следующие блоки: линейный усилитель с коэффициентом усиления K ; управляемый источник питания с постоянной времени τ_n и лампу, которая представлена параллельным соединением трех блоков.

Линейный усилитель всегда может иметь соответствующую частотную полосу пропускания, чтобы его считать безынерционным звеном. Управляемый источник питания обладает инерцией и может быть рассмотрен как простейшее инерционное звено. Параметры звеньев, заменяющих лампу, получены из дифференциальных уравнений модели люминесцентной лампы. В соответствии с (2.10) запишем

$$g_n = g_0 \exp \left[\int_0^t M_1(u_n) dt \right]. \quad (4.15)$$

В установившемся режиме $u_n = U_0$ и $i_n = I_{n0} = U_0 g_0$. При небольших отклонениях от установившегося значения напряжение питания

$$\delta U_n = U_n / U_0 - 1, \quad (4.16)$$

ток лампы

$$i_n = \frac{U_0 g_0 (1 + \delta U_n)}{1 + K_1 \delta U_n} \exp \left(\int_0^t \frac{dM_1}{d\delta U_n} \delta U_n dt \right) \approx I_{n0} \left[1 + \delta U_n (1 - K_1) + \int_0^t \frac{dM_1}{d\delta U_n} \delta U_n dt \right]. \quad (4.17)$$

Или, переходя к относительным величинам,

$$\bar{i}_n = \frac{i_n}{I_{n0}} = 1 + \delta U_n (1 - K_1) + \frac{1}{\tau_n} \int_0^t \delta U_n dt. \quad (4.18)$$

Здесь коэффициент $K_1 = 0,35$ учитывает изменение подвижности электронов при изменении напряженности электрического поля в плазме столба разряда:

$$\tau_n = \left[\frac{dM_1(u_n / U_0)}{d(u_n / U_0)} \right]^{-1} \text{ при } u_n \approx U_0. \quad (4.19)$$

Для большинства люминесцентных ламп постоянная времени находится в пределах $\tau_n = 100 \div 200$ мкс.

Три блока, заменяющие лампу, реализуют уравнение (4.18).

Переходя к приращениям, преобразуем структурную схему к виду, показанному на рис. 4.11, при этом учтем, что относительная величина $\bar{U}_0 = 1$ и

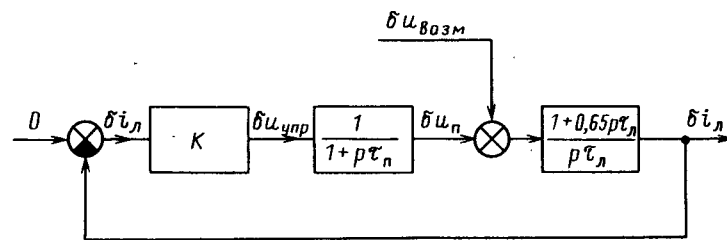


Рис. 4.11. Преобразованная структурная схема системы автоматического регулирования

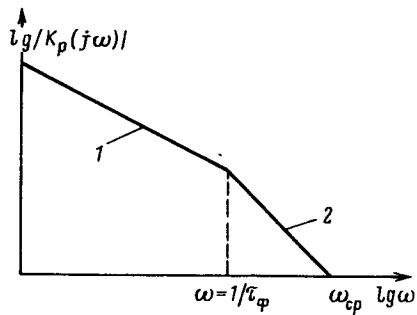


Рис. 4.12. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика разомкнутой системы автоматического регулирования с наклоном 20 дБ/дек (1) и 40 дБ/дек (2)

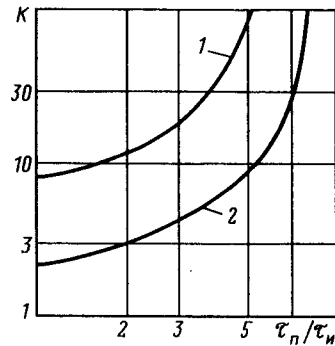


Рис. 4.13. Области допустимых значений K при $\delta I_{\text{л max}}$ равном: 1—0,3; 2—0,2

$$\bar{I}_{\text{л0}} = \bar{I}_{\text{оп}} K / (1 + K) \approx \bar{I}_{\text{оп}} = \bar{U}_{\text{оп}} / R,$$

где $\bar{I}_{\text{оп}}$ — безразмерное значение опорного тока.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи $K_p(j\omega)$ разомкнутой системы показана на рис. 4.12. Из характеристики видно, что система является устойчивой при всех значениях параметров K , τ_n , $\tau_{\text{л}}$. Однако при некоторых значениях параметров фазовый угол на частоте среза приближается к 180° и система обладает повышенной колебательностью.

В ПРА с управляемым источником напряжения питания основными возмущениями являются неустойчивости установившегося напряжения на лампе U_0 и напряжения источника питания U_n . На рис. 4.11 эти возмущения учтены напряжением $\delta u_{\text{возм}}$. Операторный коэффициент передачи замкнутой системы относительно возмущающего напряжения

$$K_{\text{возм}}(p) = \frac{\delta i_{\text{л}}(p)}{\delta u_{\text{возм}}(p)} = \frac{1/p\tau_{\text{л}}}{1 + K \frac{1}{1 + p\tau_n} \frac{1 + 0,65p\tau_{\text{л}}}{p\tau_n}}. \quad (4.20)$$

В цепях с лампой не предъявляется жестких требований к системе автоматического регулирования. Так, при возмущающем напряжении $|\delta u_{\text{возм}}| = 0,1$, что соответствует изменению напряжения источника питания U_n или напряжения U_0 на $\pm 10\%$, можно допустить кратковременное изменение тока лампы на $\pm (20 \div 30)\%$ ($\delta i_{\text{л max}} = 0,2 \div 0,3$). Для этих условий нами рассчитаны области допустимых значений коэффициента усиления K в зависимости от отношения $\tau_n/\tau_{\text{л}}$ (рис. 4.13). Из рис. 4.13 видно, что постоянная времени управляемого источника пита-

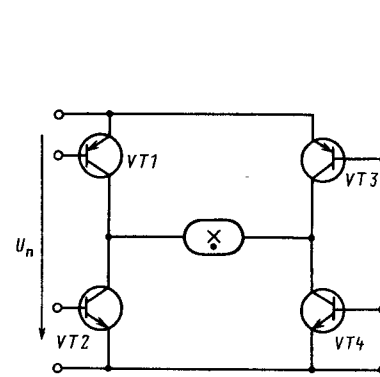


Рис. 4.14. Схема мостового модулятора лампы

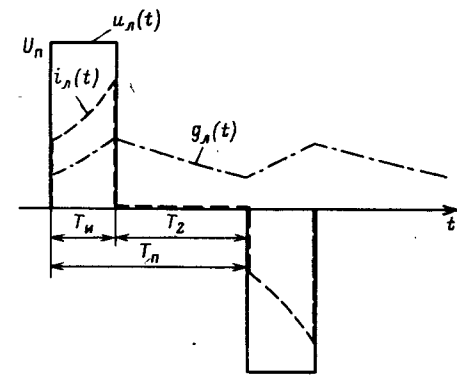


Рис. 4.15. Форма напряжения и тока в мостовом модуляторе

ния τ_n должна быть меньше $\tau_{n\text{max}} = (5 \div 7,5) \tau_{\text{л}}$, при этом допустимое значение коэффициента усиления возрастает до $K = 100$.

Таким образом, лампа может быть подключена непосредственно к источнику постоянного напряжения. При этом необходимо наличие быстродействующей обратной связи, управляющей напряжением источника питания, а постоянная времени источника питания не должна превышать $0,5 \div 1$ мс. В настоящее время отсутствуют управляемые источники напряжения такого типа, имеющие приемлемые технико-экономические показатели. Поэтому ПРА с управляемыми источниками напряжения практического распространения не получили. Кроме того, при питании лампы постоянным током приходится принимать меры для предотвращения катодореза, что приводит к дополнительному усложнению аппарата.

Указанными недостатками не обладает ПРА, в котором лампа подключена к источнику питания через быстродействующий мостовой модулятор. Схема такого модулятора приведена на рис. 4.14. Здесь при включении транзисторов $VT1$ и $VT4$ на лампу подается положительное напряжение $u_{\text{л}} = U_n > U_0$, при включении транзисторов $VT2$ и $VT3$ — отрицательное $u_{\text{л}} = -U_n$. Форма напряжения и тока лампы показана на рис. 4.15.

На первом этапе для выяснения предельных возможностей модулятора нами проведен его анализ при замене транзисторов идеальными ключами. В течение интервала $0 \leq t \leq T_n$ происходит увеличение проводимости лампы:

$$g_{\text{л}} = g_0 \exp [M_1 (U_n) t]. \quad (4.21)$$

В интервале $T_n < t < T_n$ проводимость снижается:

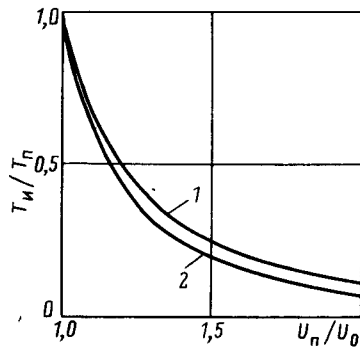


Рис. 4.16. Зависимость T_n/T_n от параметров модулятора:
1 — $P_n = 40$ Вт; 2 — $P_n = 20$ Вт

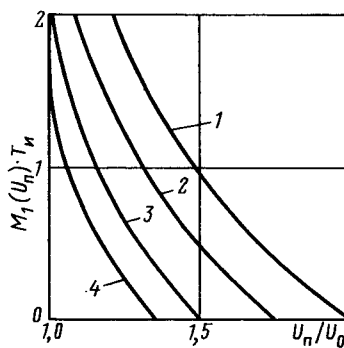


Рис. 4.17. Относительная зависимость T_n от U_n/U_0 ($P_n = 40$ Вт) для различных значений K_n :
1 — 3; 2 — 2,5; 3 — 2,0; 4 — 1,7

$$g_n = g_0 \exp [M_1(U_n) T_n] \exp [M_1(0)(t - T_n)]. \quad (4.22)$$

В установившемся режиме $g_n(T_n) = g_0$.

Из условия установившегося режима находим отношение интервалов:

$$\frac{T_n}{T_n} = \frac{|M_1(0)|}{M_1(U_n) + |M_1(0)|} \quad (4.23)$$

На рис. 4.16 показана расчетная зависимость отношения T_n/T_n от отношения напряжений U_n/U_0 .

Для идеального модулятора основные электрические величины связаны с интервалами T_n и T_n следующими равенствами:

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= \frac{U_n g_0}{1 + K_1(U_n/U_0 - 1)}; \\ P_n &= U_n I_{л, \text{ср}} = \frac{I_0 U_n}{T_n M_1(U_n)} \exp [M_1(U_n) T_n - 1]; \\ I_{л \text{ max}} &= I_0 \exp [M_1(U_n) T_n]; \\ I_n &= I_0 \sqrt{\frac{1}{2 T_n M_1(U_n)}} \exp [2 M_1(U_n) T_n - 1]. \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

Анализ (4.24) показал, что коэффициент амплитуды тока лампы $K_n = I_{л \text{ max}}/I_n$ не может быть меньше некоторой минимальной величины

$$K_{n \text{ min}} = \sqrt{T_n/T_n} > 1,$$

которая зависит от напряжения U_n . Это накладывает жесткие

ограничения на выбор возможных значений напряжения питания U_n . На рис. 4.17 показана зависимость интервала T_n от U_n/U_0 для различных значений коэффициента амплитуды тока лампы. Видно, что если в соответствии с нормативной документацией ограничить $K_n \leq 1,7$, то $U_n \leq 1,35 U_0$. При $U_n = 1,25 U_0$, $T_n = 230$ мкс и $T_n = 510$ мкс частота $f = 676$ Гц.

Применение модулятора еще не делает схему ПРА устойчивой. Действительно, при увеличении U_n или T_n возрастают ионизация лампы и проводимость в конце периода $g_n(T_n) > g_0$, что ведет к нарастающему увеличению тока лампы. Относительное приращение среднего тока лампы за один период при малых приращениях δU_n , δT_n и δT_n

$$\delta I_{л, \text{ср}}/I_{л, \text{ср}} = \delta I_{л, \text{ср}}/I_{л, \text{ср}} = \Lambda_{I_{л, \text{ср}} U_n} \delta U_n + \Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n} \delta T_n + \Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n} \delta T_n. \quad (4.25)$$

Полные коэффициенты чувствительности могут быть найдены по (4.21) — (4.24):

$$\left. \begin{aligned} \Lambda_{I_{л, \text{ср}} U_n} &= \lambda_{I_{л, \text{ср}} I_0} \lambda_{I_0 U_n} + \lambda_{I_{л, \text{ср}} M_1} \lambda_{M_1 U_n} = \Lambda_{I_{л, \text{ср}} U_n}^{(1)} + \Lambda_{I_{л, \text{ср}} U_n}^{(2)}; \\ \Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n} &= \lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n}; \\ \Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n} &= \lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n} + \lambda_{I_{л, \text{ср}} g_n} \lambda_{g_n T_n} = \Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n}^{(1)} + \Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n}^{(2)}. \end{aligned} \right\} \quad (4.26)$$

За n периодов

$$\Delta I_{л, \text{ср}}/I_{л, \text{ср}} = (\Lambda_{I_{л, \text{ср}} U_n}^{(2)} \delta U_n + \Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n} \delta T_n + \Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n}^{(2)} \delta T_n) n + \Lambda_{I_{л, \text{ср}} U_n}^{(1)} \delta U_n + \Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n}^{(1)} \delta T_n. \quad (4.27)$$

В (4.27) учтено, что в слагаемых, которые влияют на ионизацию и деионизацию плазмы положительного столба разряда, происходит накопление возмущений. В остальных слагаемых такого накопления не происходит.

Таким образом, модулятор с лампой представляет собой импульсный элемент, который на структурной схеме может быть отображен комбинацией идеального импульсного элемента первого типа (с амплитудной модуляцией), линейных и интегрирующих блоков.

При стабилизации среднего тока лампы $I_{л, \text{ср}}$ (аналогично при стабилизации действующего тока I_n или средней мощности P_n) для выделения средних величин необходимо применение фильтра нижних частот, который в простейшем случае представляет собой инерционное звено с постоянной времени $\tau_{\phi} \gg T_n$. На рис. 4.18 приведена структурная схема системы автоматического регулирования с рассмотренным мостовым модулятором, в которой сигнал обратной связи управляет длительностью периода T_n .

На структурной схеме $K_U = \Lambda_{I_{л, \text{ср}} U_n}^{(1)}$, $\tau_U = T_n/\Lambda_{I_{л, \text{ср}} U_n}^{(2)}$, $\tau_T = T_n/\Lambda_{I_{л, \text{ср}} T_n}$. Структурная схема приведена к отклонениям от

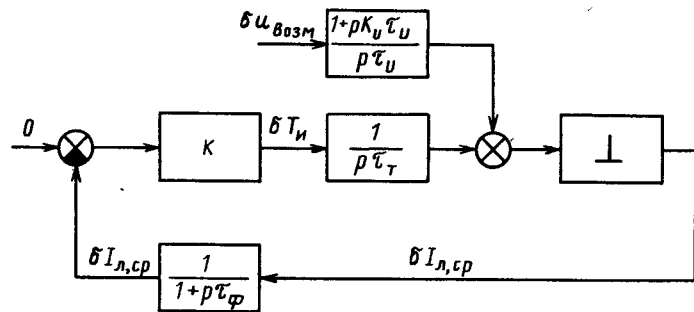


Рис. 4.18. Структурная схема системы автоматического регулирования ПРА с мостовым модулятором

установившегося режима. Возмущения, связанные с малыми изменениями напряжений U_n и U_0 , учтены подачей напряжения $\delta u_{\text{возм}}$.

Систему автоматического регулирования с мостовым модулятором необходимо анализировать с применением теории импульсных систем. Однако при невысокой частоте среза ω_c непрерывной части системы

$$\omega_c = \sqrt{K/(\tau_\phi \tau_T)}; \quad (4.28)$$

анализ такой системы можно проводить без учета импульсного элемента.

Рассматриваемая система является устойчивой при всех значениях параметров и обеспечивает высокую точность стабилизации тока лампы. При невыполнении условия (4.28) нами проведен анализ системы автоматического регулирования с модулятором и использованием дискретного преобразования Лапласа и получены аналогичные результаты.

Периодом T_n можно управлять и иными методами, например по отклонению средней мощности P_d или с помощью быстродействующего компаратора, запирающего модулятор при $i_d = I_{d \max}$. Структурные схемы таких систем аналогичны рассмотренной.

Были рассчитаны переходные и установившиеся режимы ПРА с модулятором при введении стабилизирующей обратной связи по среднему току $I_{d, \text{ср}}$, по действующему току I_d , по средней мощности P_d и по амплитуде тока лампы $I_{d \max}$. Все расчеты выполнялись с использованием математической модели люминесцентной лампы (§ 2.4).

Анализ полупроводниковых ПРА с мостовым модулятором показал следующее:

1) наиболее жестким возмущающим фактором является нестабильность питающего напряжения U_n . Остальные возмущения влияют на режим работы лампы в меньшей степени;

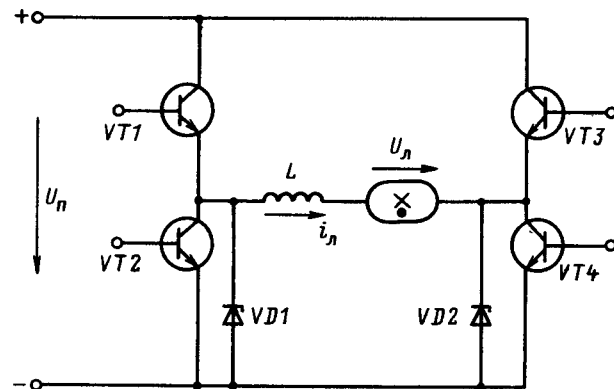


Рис. 4.19. Схема ПРА с мостовым модулятором и корректирующим дросселем

2) наилучший переходный процесс при резком изменении напряжения U_n на 5% обеспечивает стабилизирующая обратная связь по амплитуде тока лампы;

3) обратная связь по амплитуде тока лампы $I_{d \max}$ обеспечивает наибольшую статическую ошибку средней мощности лампы. Для такого ПРА коэффициент чувствительности в установившемся режиме $\Lambda_{P, U} = 10 \div 15$. Для снижения статической ошибки целесообразно введение дополнительной связи $\lambda_{I_{d \max} U_n} = 7 \div 10$. Наличие этой связи позволяет существенно снизить статическую ошибку по мощности лампы P_d при изменении напряжения питания U_n . Динамические характеристики системы при этом остаются практически без изменения;

4) пускорегулирующий аппарат с мостовым модулятором может работать только в узком диапазоне напряжений $U_n = (1,1 \div 1,3) U_0$ и при низком уровне их пульсаций, что приводит к усложнению сглаживающих фильтров. Для улучшения работы мостового модулятора целесообразно стабилизировать постоянное напряжение питания, при этом напряжение U_n нужно поддерживать пропорциональным напряжению на лампе U_0 так, чтобы сохранялось отношение $U_n/U_0 = \text{const}$.

Менее жесткие ограничения на выбор напряжения питания накладывает схема ПРА, в которой последовательно с люминесцентной лампой включен корректирующий дроссель L (рис. 4.19). Временные диаграммы работы транзисторов модулятора приведены на рис. 4.20, форма тока лампы — на рис. 4.21.

В интервале $0 \leq t \leq T_n$ открыты транзисторы $VT1$ и $VT4$, ток через лампу нарастает. Скорость нарастания тока определяется как инерционностью разряда, так и значением индуктивности L . В интервале $T_n < t < T_n$ происходит постепенный спад тока до

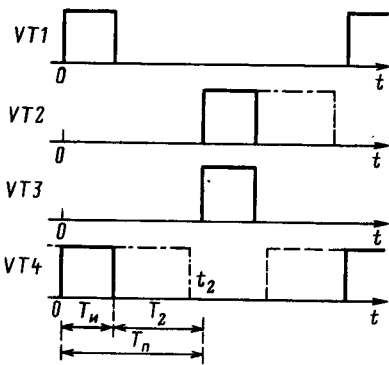


Рис. 4.20. Временные диаграммы работы транзисторов в модуляторе с корректирующим дросселем

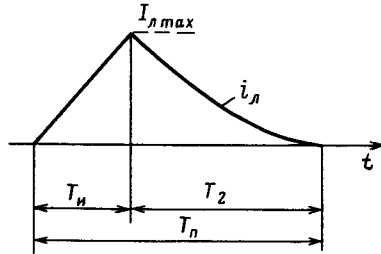


Рис. 4.21. Форма тока лампы в ПРА с мостовым модулятором и корректирующим дросселем

$i_L \approx 0$. При запираании транзистора $VT2$ ток дросселя замыкается через транзистор $VT4$ и диод-стабилитрон $VD1$. В момент $t=t_2$ закрывается транзистор $VT4$. Стабилитрон $VD2$ предохраняет его от перенапряжений. Во втором полупериоде работают транзисторы $VT2$ и $VT3$.

Проведенный нами анализ полупроводникового ПРА с модулятором и балластным дросселем позволил определить условия стационарного режима. На рис. 4.22 приведены зависимости T_n/T_n отношения U_n/U_0 . На рис. 4.23 показаны зависимости коэффициента амплитуды тока лампы K_a от U_n/U_0 . Из рис. 4.23 видно, что при индуктивности дросселя $L=5$ мГн коэффициент амплитуды $K_a \leq 1,7$ при $U_n/U_0 \leq 1,8$, что делает

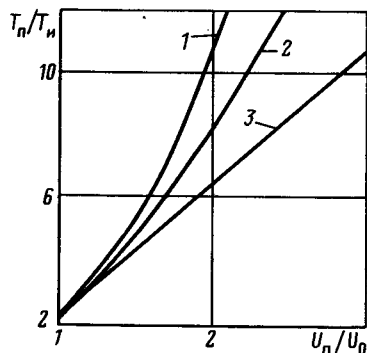


Рис. 4.22. Зависимости T_n/T_n от U_n/U_0 для ПРА с мостовым модулятором и корректирующим дросселем L , мГн: 1—1,0; 2—2,0; 3—5,0 ($P_n=40$ Вт, $T_n=80$ мкс)

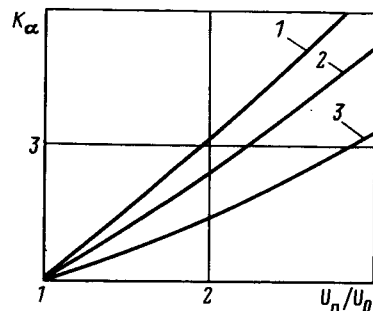


Рис. 4.23. Зависимости K_a от U_n/U_0 для ПРА с мостовым модулятором и корректирующим дросселем (условия и спецификация по рис. 4.23)

менее жесткими ограничения по выбору напряжения источника питания.

Расчет переходных режимов при резком изменении напряжения источника питания показал, что модулятор с лампой и дросселем ведет себя как инерционное звено. Поэтому аппарат с таким модулятором является устойчивым. Однако для повышения стабильности его работы целесообразно введение стабилизирующей обратной связи по типу примененной в полупроводниковом ПРА с модулятором без дросселя.

И, наконец, в качестве еще одной разновидности схем ПРА с мостовым модулятором рассмотрим модулятор с дополнительным емкостным балластом, в котором последовательно с люминесцентной лампой включен корректирующий конденсатор небольшой емкости (рис. 4.24). На рис. 4.25 показаны временные диаграммы работы транзисторов $VT1—VT4$.

При работе модулятора в интервале $0 \leq t \leq T_n$ открыты транзисторы $VT1$ и $VT4$, по лампе течет ток $i_n > 0$, который заряжает конденсатор C . В интервале $T_n < t < T_n$ все транзисторы закрыты, ток лампы $i_n = 0$, происходит частичная деионизация плазмы положительного столба разряда. Далее процесс повторяется при токе лампы противоположной полярности.

Расчет модулятора с безынерционными переключателями показал, что в установившемся режиме параметры ПРА существенно зависят от емкости конденсатора C , начальной проводимости лампы g_0 и напряжения питания U_n . На рис. 4.26 показаны зависимости основных параметров ПРА от отношения U_n/U_0 для люминесцентной лампы мощностью 40 Вт. Приемлемое значение коэффициента амплитуды тока лампы $K_a \leq 1,7$ обеспечивается при $U_n/U_0 \leq 1,15$. Увеличение U_n приводит к резкому увеличению K_a , что связано с уменьшением интервала T_n и увеличением интервала T_2 , необходимого для частичной деионизации плазмы положительного столба разряда.

Таким образом, нами рассмотрены три схемы полупроводниковых ПРА, работающие в режиме динамического балласта. Все аппараты обладают высоким КПД, обеспечивают хорошую стабилизацию режима работы ламп и не требуют применения громоздких электромагнитных устройств. Наилучшими техническими параметрами, по нашему мнению, обладает модулятор с емкостным балластом, который обеспечивает почти прямо-

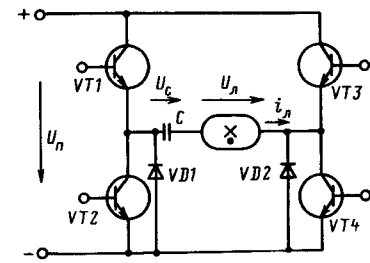


Рис. 4.24. Схема ПРА с мостовым модулятором с корректирующим конденсатором

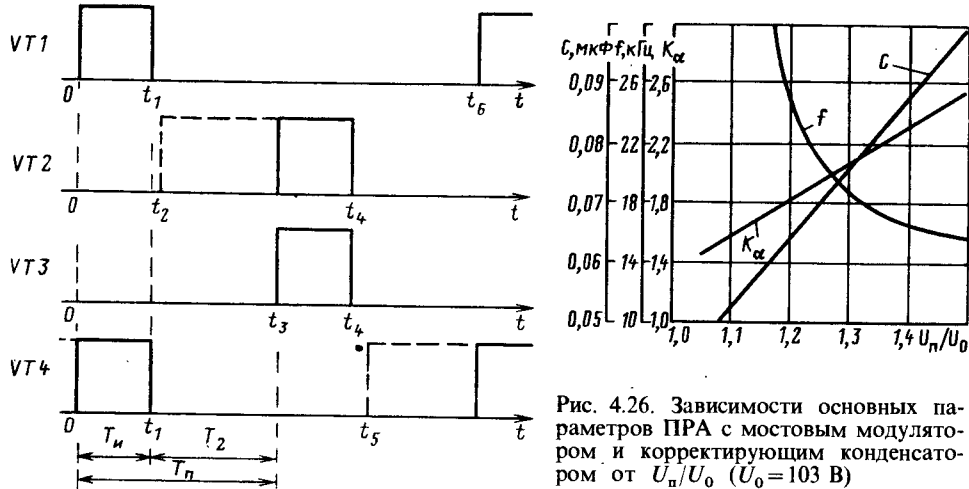


Рис. 4.26. Зависимости основных параметров ПРА с мостовым модулятором и корректирующим конденсатором от U_n/U_0 ($U_0=103$ В)

Рис. 4.25. Временные диаграммы работы транзисторов с ПРА с мостовым модулятором и корректирующим конденсатором

угольную форму тока лампы. Проведенные исследования [4.12, 4.13] показали, что в таком режиме плазма положительного столба разряда обеспечивает наибольший КПД излучения. К тому же модулятор с емкостным балластом не накладывает жестких ограничений на выбор напряжения источника питания U_n .

Глава пятая

МАГНИТНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРА

5.1. ТИПЫ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ И МАТЕРИАЛЫ МАГНИТОПРОВОДОВ

Известно, что основным элементом любого электромагнитного ПРА является балластный дроссель, трансформатор или автотрансформатор с рассеянием [5.1]. Магнитная система всех этих элементов состоит из магнитопровода и катушек. При этом магнитопровод должен иметь воздушный зазор для обеспечения рабочего тока определенного значения и требуемой кратности пускового тока $K_{I\text{пуск}}$.

В зависимости от назначения к ПРА предъявляется комплекс требований, в том числе по массогабаритным показателям, которые существенно ограничивают выбор типа конструкции. Проектируемые для люминесцентных ламп ПРА обычно должны иметь минимальное поперечное сечение, в то время как для

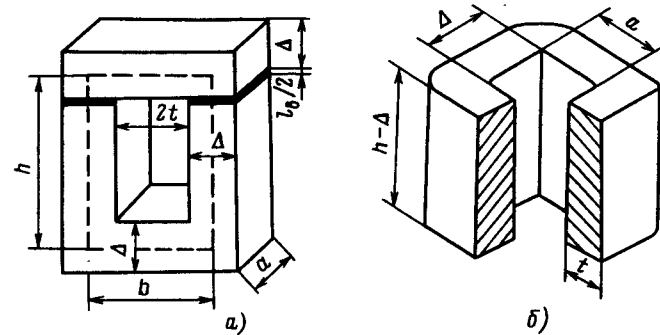


Рис. 5.1. Магнитопровод (а) и катушка дросселя типа П2 (б)

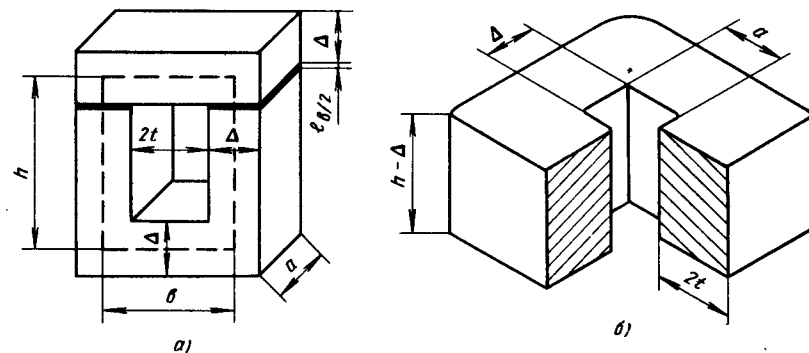


Рис. 5.2. Магнитопровод (а) и катушка дросселя типа П1 (б)

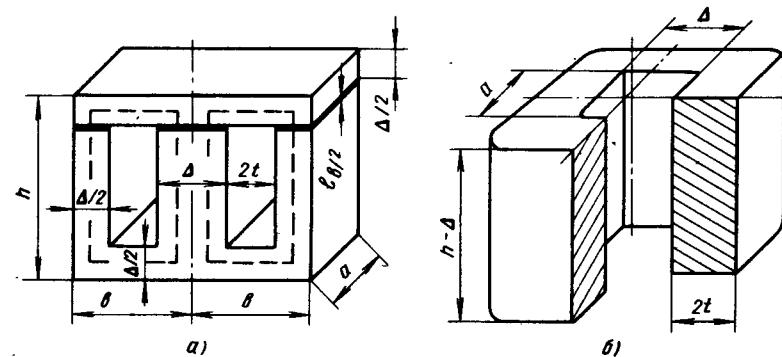


Рис. 5.3. Ш-образный магнитопровод (а) и катушка дросселя (б)

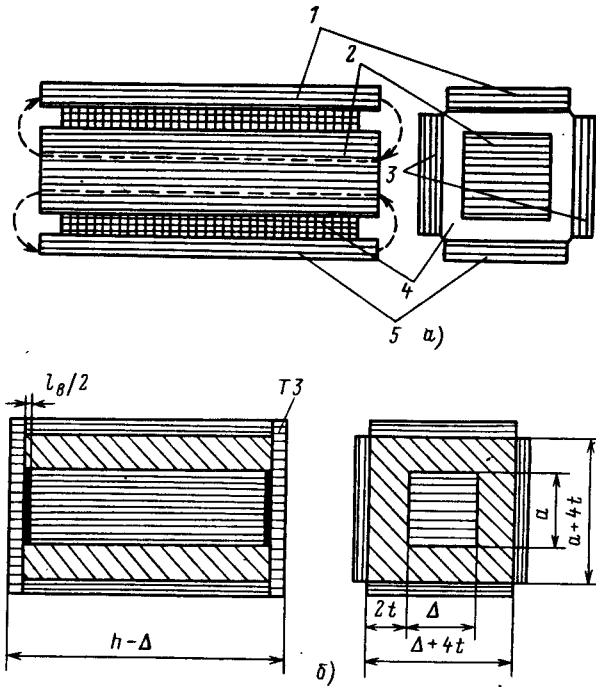


Рис. 5.4. Конструкция дросселя на сборно-стержневом магнитопроводе: а—без замыкателей; б—с торцевыми замыкателями

ПРА к лампам высокого давления такое требование не всегда предъявляется; ПРА (прежде всего конструкции магнитопровода), рассчитанные на массовый выпуск, должны обеспечивать возможность использования высокой степени механизации и автоматизации производства.

До 70-х годов в ПРА отечественного производства широко использовались различные модификации магнитных систем (рис. 5.1—5.6). Большинство магнитных систем ПРА, применяемых на промышленной частоте, является их развитием. Они могут использоваться и для специальных типов ПРА, в частности высокочастотных. Поэтому рассмотрим сначала как основу эти магнитные системы.

П-образная система выполняется на магнитопроводе с замыкателем на конце (рис. 5.1, 5.2), магнитная система броневого типа—на основе магнитопровода *Ш-образной формы*, (рис. 5.3) и *сборно-стержневая магнитная система* броневого типа—без или с торцевыми замыкателями (рис. 5.4, а, б).

Широкое распространение получила П-образная система с замыкателем, которым служит пакет прямоугольных пластин,

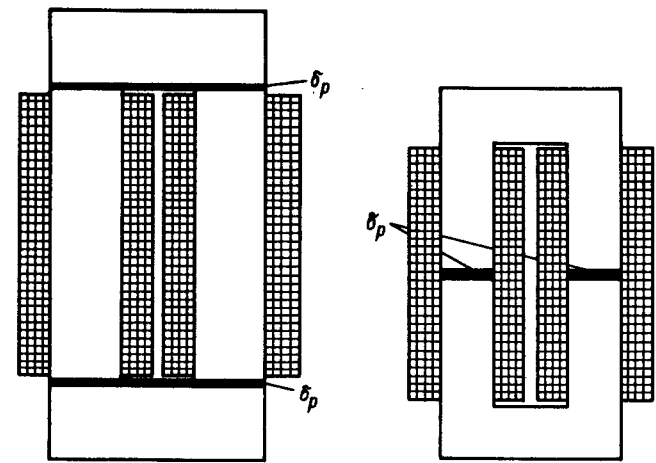


Рис. 5.5. Конструкция дросселя на П-образном сборно-стержневом магнитопроводе с двумя катушками

Рис. 5.6. Магнитная система ПРА на магнитопроводе из двух пакетов П-образных пластин

получаемых в результате безотходной штамповки, что существенно снижает расход электротехнической стали. На разные стержни пакета П-образных пластин, скрепленных шпильками или заклепками, надевают катушки (конструкции типа П2) или на один стержень надевается одна катушка (конструкция типа П1). Как видно из рис. 5.1, вблизи воздушных зазоров возникают значительные потоки рассеяния, которые вызывают акустический шум в светильнике, поэтому такие незранированные магнитопроводы применяются при сравнительно низком значении магнитной индукции (до 1 Тл). Для ПРА независимого исполнения используется сборно-стержневая О-образная конструкция (рис. 5.5) с двумя катушками, расположенными на боковых стержнях, и четырьмя зазорами, что позволяет несколько снизить потоки рассеяния [5.2]. В высокочастотных дросселях для уменьшения потоков рассеяния можно применять конструкцию типа П1.

При необходимости снижения акустического шума ПРА используется конструкция магнитопровода из двух пакетов, собранных встык П-образных пластин (рис. 5.6), что позволяет значительно снизить потоки рассеяния, так как воздушный зазор расположен внутри катушки. С точки зрения получения наибольшего коэффициента использования электротехнической стали наиболее простой является разомкнутая магнитная система (рис. 5.4, а), что привело в 70-е годы к широко-

му применению разомкнутых магнитопроводов. Катушка 4 (рис. 5.4, а) надевается на пакет прямоугольных пластин 2, а затем снаружи катушка обкладывается пакетами наружных пластин 1, 3 и 5, суммарное сечение которых примерно равно сечению центрального стержня. Магнитные силовые линии проходят по центральному стержню и замыкаются по наружным пакетам. В рассматриваемой системе отсутствует явно выраженный воздушный зазор и потоки рассеяния велики.

Магнитные системы с разомкнутым магнитопроводом имеют следующие недостатки: большие потери мощности рассеяния, вызывающие дополнительное преобразование электрической энергии в энергию вибрации ПРА на низкой частоте; малую жесткость пакетов, что вызывает излучение акустической мощности по всему спектру; невозможность регулировки рабочего тока, что особенно существенно при разбросе параметров стали; затрудненность механизации сборки и большая «расшумливаемость» в процессе эксплуатации. Уменьшение шума такой системы достигается за счет снижения магнитных потоков рассеяния, которое обеспечивается применением торцевого замыкателя ТЗ, набранного из прямоугольных пластин (рис. 5.4, б). Многочисленные испытания различных вариантов ПРА на разомкнутом магнитопроводе свидетельствуют о том, что обеспечить их бесшумную работу практически очень трудно.

Традиционная Ш-образная система (рис. 5.3) применяется в основном для накальных трансформаторов в бесстартерных схемах включения. Задачу создания ПРА с малыми поперечными сечениями оказалось возможным решить с помощью Ш-образных магнитных систем с удлиненной катушкой (рис. 5.7, а). Эти системы имеют катушку с отношением длины к ширине примерно 5:1 и поперечное сечение магнитопровода в 4—5 раз больше, чем у обычных магнитных систем. Увеличение сечения магнитопровода позволило увеличить магнитный поток в магнитопроводе, снизить количество витков и расход обмоточного провода и при жесткой конструкции улучшить акустические характеристики ПРА.

Исполнения броневых магнитопроводов с удлиненной катушкой по данным каталогов ряда зарубежных фирм (SCHWABE, ФРГ; Helvar, Финляндия; Matsushita, Япония; ACEC, Бельгия; Philips, Голландия и др.) и патентам можно классифицировать следующим образом:

- 1) с цельным О-образным ярмом (рис. 5.7, б);
- 2) с магнитопроводом Е-образной формы, перекрываемым замыкателем (рис. 5.7, в);
- 3) с магнитопроводом Е-образной формы, охватывающим замыкатель (рис. 5.7, г);
- 4) с двумя С-образными ярмами (рис. 5.7, д).

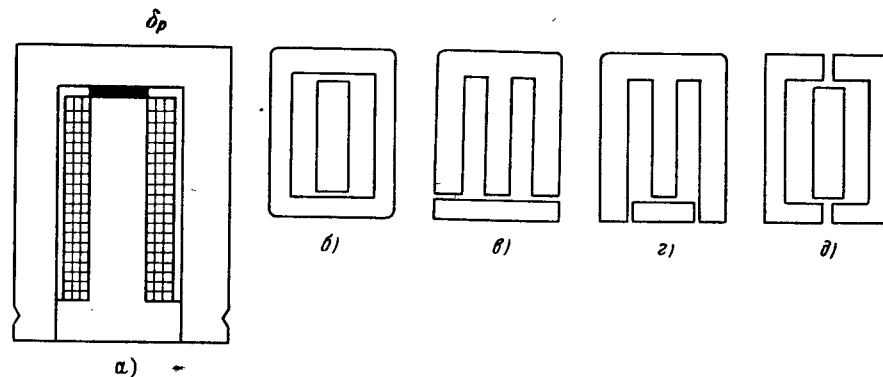


Рис. 5.7. Магнитная система ПРА на Ш-образном магнитопроводе и разновидности Ш-образных магнитопроводов

Анализируя эти варианты, можно заметить, что первый и четвертый имеют два воздушных зазора между магнитопроводом и ярмом и при этом весь тепловой поток изнутри обмотки проходит через эти зазоры, что приводит к ухудшению теплоотвода. Это в значительной степени снижает преимущества удлиненной катушки. Целесообразным для массового производства является третий вариант. В этой системе воздушный зазор может быть оптимально размещен внутри катушки, а магнитная система легко крепится на основание. К недостаткам следует отнести отходы при изготовлении магнитопровода и наличие стыков, вызывающих дополнительные потери мощности. Второй вариант (рис. 5.7, в) допускает безотходное изготовление магнитопровода, однако следует отметить наличие стыков на боковых сторонах и сложность образования воздушного зазора при штамповке. Основное преимущество балластов с удлиненной катушкой заключается в существенном улучшении теплопроводности, что обеспечивает улучшение массогабаритных показателей. Из анализа литературы и патентов на конструкцию магнитных систем балластных дросселей за последние 15 лет видно, что работа в основном была направлена на модификацию магнитной системы с П- и Т-образными пластинами (рис. 5.7, а). Эти работы были нацелены на разработку оптимальной схемы малоотходной штамповки магнитопровода. Из многочисленных патентов зарубежных фирм (SCHWABE, Philips, Helvar) следует, что конструкция магнитопровода в этом случае состоит как минимум из трех пластин, но ей присущи следующие недостатки: сложность штамповки и сборки, наличие дополнительных стыков на боковых сторонах, наличие корпуса или специального крепления магнитопровода (сварка, шпильки и т. д.).

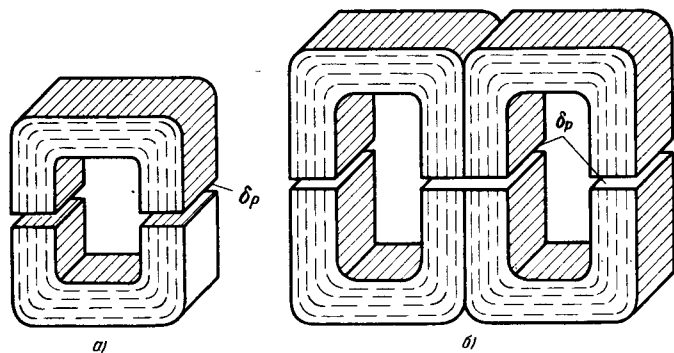


Рис. 5.8. Конструкции витых магнитопроводов:
а — П-образный; б — Ш-образный.

Фирма SCHWABE, например, с целью снизить расход электротехнической стали предлагает отдельно штамповать М- и Т-образные пластины. На пакет Т-образных пластин надевается обмотка, затем пакет М-образных пластин сгибают до сочленения с Т-образными пластинами. Регулировка воздушного зазора осуществляется деформируемой прокладкой. Магнитопровод с обмоткой скрепляется пластиной за выступы. Фирма Matsushita выпускает ПРА, магнитопровод которых отличается тем, что пластины ярма имеют Ш-образную форму с укороченной средней частью, а замыкатель сохраняет Т-образную форму. Такая конструкция дает возможность разместить воздушный зазор внутри катушки и тем самым снизить вибрацию. Фирма АСЕК выпускает аппараты на Ш-образном магнитопроводе с торцевым замыкателем. Такие ПРА являются наиболее технологичными из аппаратов на замкнутом магнитопроводе. Технология вырубки пластин позволяет за два удара прессы отштамповать две Ш-образные и две С-образные пластины.

Наряду с магнитопроводами, набранными из отдельных штампованных пластин электротехнической стали, в 70-е годы стали применяться *витые магнитопроводы* (рис. 5.8, а, б). Витые магнитопроводы позволяют при серийном выпуске осуществить комплексную автоматизацию производства ПРА. Однако себестоимость таких магнитопроводов пока остается большой из-за дополнительных технологических операций, связанных с резкой и шлифовкой. Витые магнитопроводы по существу являются модификацией П- и Ш-образных систем, и потому их расчет базируется на этих конструкциях.

В последние годы в области разработки новых конструкций электромагнитных ПРА для ламп люминесцентных коренных изменений не произошло, продолжалось совершенствование магнитопровода броневого типа с удлиненной катушкой,

изменялась конструкция внутреннего магнитопровода, способ заливки, состав компаунда и др. В ряде стран имеется тенденция к возврату к конструкции ПРА с разомкнутым магнитопроводом и удлиненным тонким пакетом.

За рубежом [5.3] получает развитие разработка и выпуск ПРА для энергоэкономичных люминесцентных ламп. Фирма AG, ФРГ, для ламп мощностью 15—65 Вт выпустила дроссели сечением $26 \times 28 \text{ мм}^2$. Эта же фирма производит три серии компактных дросселей девяти типоразмеров для ламп мощностью 4, 5, 8 и 13 Вт с диаметром колбы 16 мм, для U-образных ламп мощностью 5, 7, 9 и 11 Вт, для W-образных ламп мощностью 11, 13, 18 и 26 Вт с диаметром колбы 12,5 мм со встроенным стартером и для прямых трубчатых ламп с диаметром колбы 26 мм.

Фирма Universal Manufacturing Corp., США, выпустила новый дроссель с уменьшенными на 30% массой и размерами для люминесцентных ламп мощностью 32 или 40 Вт при включении в сеть 120 В, 60 Гц.

Фирмы Knobel и May and Christe, Швейцария, производят усовершенствованные модификации ПРА для компактных люминесцентных ламп (поперечное сечение ПРА 25×24 и $42 \times 28 \text{ мм}$).

Несмотря на непрерывное совершенствование конструкций электромагнитных ПРА, они остаются достаточно материало-емкими.

Кроме дросселя в бесстартерных ПРА применяются накаливаемые трансформаторы (для предварительного подогрева электродов люминесцентных ламп), магнитная система которых выполняется в основном на Ш-образном магнитопроводе, а также трансформаторы и автотрансформаторы с магнитным рассеянием, используемые в тех случаях, когда напряжение зажигания превышает напряжение источника питания.

Использование в качестве ПРА трансформатора с рассеянием позволяет совместить в одном аппарате функции балласта и пускового устройства, повышающего напряжение холостого хода ПРА, что позволяет снизить его массу, габаритные размеры и получить достаточно экономичные и надежные аппараты. В трансформаторах и автотрансформаторах с рассеянием магнитную связь между обмотками ослабляют путем раздельного размещения первичной и вторичной обмоток на стержнях магнитопровода и магнитного шунта, расположенного между обмотками. Магнитный поток, замыкающийся через магнитный шунт, можно регулировать изменением воздушного зазора между основным стержнем магнитопровода и магнитным шунтом или изменением сечения магнитного шунта. Магнитные системы трансформатора с магнитным шунтом броневого (Ш) и стержневой (П2) конструкций показаны на рис. 5.9 и 5.10. В трансформаторе с Ш-образным магнитопро-

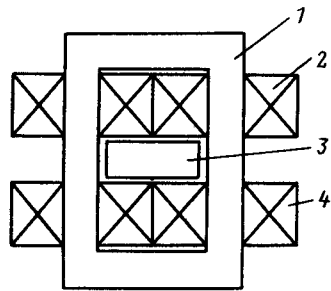


Рис. 5.9. Магнитная система трансформатора с рассеянием стержневой конструкции

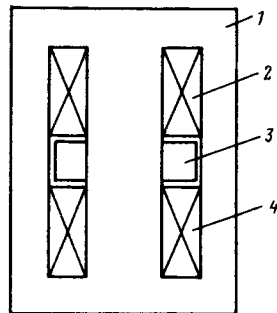


Рис. 5.10. Магнитная система трансформатора с рассеянием бронзового типа

водом обе катушки 2 и 4 располагаются на центральном стержне 1, а между ними находится магнитный шунт 3; а в стержневом трансформаторе катушки 2 и 4 находятся на боковых стержнях 1, между которыми расположен магнитный шунт 3. В пусковом режиме (при негорящей лампе) ток холостого хода первичной обмотки $I_{1х}$ создает основной магнитный поток Φ , который замыкается по магнитопроводу, практически не попадая в магнитный шунт, имеющий большое магнитное сопротивление из-за наличия воздушного зазора. После зажигания лампы во вторичной обмотке появляется ток I_2 , который создает магнитный поток Φ_2 , противодействующий основному магнитному потоку Φ . Вследствие этого часть основного магнитного потока Φ_1 замыкается через шунт и поэтому напряжение на вторичной обмотке трансформатора уменьшается, а ток лампы стабилизируется. Таким образом, в одном ПРА сочетаются функции повышающего трансформатора и балластного устройства.

В настоящее время для изготовления магнитопроводов балластных дросселей и трансформаторов, используемых в цепях с разрядными лампами, применяют электротехническую сталь. Электротехнические стали легируют кремнием (содержание кремния от 0,5 до 5%). Чем больше кремния в стали, тем больше ее удельное сопротивление, тем меньше в ней потери на вихревые токи. Кремний благоприятно сказывается на магнитных свойствах стали, он вытесняет вредно действующий на свойства стали углерод, но ухудшает механические свойства стали. При значительном содержании кремния (более 4,5%) сталь делается хрупкой, твердой и труднообрабатываемой. Кроме того, увеличенное содержание кремния снижает магнитную индукцию насыщения стали.

Электротехническая тонколистовая сталь изготавливается в виде рулонов, листов и резаной ленты толщиной 0,28; 0,30; 0,35; 0,50 и 0,65 мм. Обозначение марки стали согласно ГОСТ 21427.0-75 складывается из четырех цифр, которые означают следующее: первая — класс по структурному состоянию и виду прокатки (1 — горячекатаная изотропная; 2 — холоднокатаная изотропная; 3 — холоднокатаная анизотропная с ребровой текстурой); вторая — содержание кремния, % (0 — до 0,4; 1 — свыше 0,4 до 0,8; 2 — свыше 0,8 до 1,8; 3 — свыше 1,8 до 2,8; 4 — свыше 2,8 до 3,8; 5 — свыше 3,8 до 4,8); третья — группу по основной нормируемой характеристике (0 — удельные потери при $B_m = 1,7$ Тл и $f = 50$ Гц; 1 — то же при $B_m = 1,5$ Тл и $f = 50$ Гц; 2 — то же при $B_m = 1,0$ Тл и $f = 50$ Гц; 6 — B_m при $H_m = 0,4$ А/м; 7 — B_m при $H_m = 10$ А/м); четвертая — порядковый номер типа стали.

Первые три цифры в обозначении марки означают тип стали. Например, сталь марки 3413 — холоднокатаная анизотропная сталь с ребровой текстурой, содержанием кремния 2,8—3,8%, с нормированием удельных потерь при $B_m = 1,5$ Тл и частоте $f = 50$ Гц, тип стали 3.

Для изготовления ПРА с пластинчатой конструкцией магнитопровода может быть использована горячекатаная или холоднокатаная электротехнические стали. Магнитные свойства этих сталей существенно различны, что приводит к определенным технологическим особенностям производства ПРА. Холоднокатаная сталь по сравнению с горячекатаной имеет меньшие удельные потери мощности, большую магнитную проницаемость и меньшую хрупкость, поэтому ее использование предпочтительнее. Необходимо также учитывать, что у холоднокатаной стали удельные потери меньше и магнитные свойства лучше вдоль проката, чем поперек [5.4]. Поэтому при раскрое пластин из холоднокатаной стали нужно следить за тем, чтобы направление магнитного потока в магнитопроводе ПРА совпадало с направлением проката листа. Горячекатаные стали применяют сравнительно редко и только на повышенной частоте, так как в них по условиям нагрева магнитопровода приходится снижать магнитную индукцию до значений 0,5—0,8 Тл.

Использование порошков из магнитомягких материалов (например, марок ПЖРК и ПЖ1К) для прессования магнитопроводов позволяет снизить трудоемкость их изготовления и получить такие конструктивные формы дросселей, которые невозможно выполнить из листовой электротехнической стали. Однако большие удельные потери в таких магнитопроводах (10 Вт/кг при $B_m = 0,8$ Тл и частоте 50 Гц) наряду с большими размерами поперечного сечения дросселей не позволили внедрить их в промышленное производство.

5.2. ДИНАМИКА КОНСТРУКТИВНЫХ И ЭКОНОМИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПРА

Конструктивные и экономические показатели балласта зависят от целого ряда параметров. Прежде всего это электрические величины: напряжение на дросселе $U_{др}$, ток лампы (дросселя) I , частота питающего напряжения f , коэффициент формы напряжения на дросселе K_Φ . При работе дросселя в нем теряется электрическая мощность $P_{др}$ и повышается температура обмот-

ки, что вызывает превышение ее температуры в рабочем режиме $\Delta T_{\text{раб}}$. Уровень допустимых потерь в дросселе $P_{\text{др, доп}}$, обеспечивающий приемлемые экономические показатели дросселя, и уровень превышения температуры в рабочем режиме $\Delta T_{\text{раб}}$, определяющий его срок службы, также существенно влияют на параметры балласта.

При работе лампы в аномальном режиме (см. § 3.5) может возрастать ее ток и, следовательно, ток и напряжение на дросселе. Во всех аномальных режимах работы лампы дроссель должен сохранять ограниченную работоспособность, которая определяется стандартом и рекомендациями МЭК. Для того чтобы не проверять все аномальные режимы, обычно из них выбирается тот режим, который приводит к наибольшему превышению температуры обмотки ПРА. Такой режим принято называть аварийным, и уровень превышения температуры в этом режиме $\Delta T_{\text{ав}}$ существенно выше уровня превышения температуры в рабочем режиме $\Delta T_{\text{раб}}$.

Аварийный режим принято характеризовать кратностью аварийного тока $K_{I\text{ав}} = I_{\text{ав}} / I$, кратностью аварийного напряжения $K_{U\text{ав}} = U_{\text{др, ав}} / U_{\text{др}}$ и допустимым уровнем превышения температуры в аварийном режиме $\Delta T_{\text{ав}}$. Все эти параметры также влияют на характеристики дросселя.

Для того чтобы дроссель соответствовал заданным электрическим характеристикам ($U_{\text{др}}, I, f$), имел потери и превышение температуры обмотки в допустимых пределах, необходимо, чтобы амплитуда магнитной индукции дросселя B_m и плотность тока обмотки дросселя J были ограничены и не превосходили некоторых предельных значений. Вместе с тем при оптимизации параметров дросселя (уменьшении его массы, расхода активных материалов и др.) желательно увеличение амплитуды магнитной индукции B_m и плотности тока J . Поэтому в практике расчетов необходимо выбирать наибольшие допустимые значения амплитуды магнитной индукции B_m и плотности тока J . Для учета раздельного влияния экономических характеристик магнитопровода и обмотки целесообразно ввести параметр минимизации X , который в общем случае зависит от соотношения коэффициентов заполнения, плотности и стоимости стали магнитопровода и провода обмотки и может изменяться в широких пределах от 0,2 до 3,0 в зависимости от назначения дросселя (минимальной массы, объема, стоимости активных материалов и др.). Влияние каждого отдельного параметра на характеристики дросселя, а тем более изменение нескольких параметров приводит к сложным и непредсказуемым изменениям характеристик дросселя.

Исследования, проведенные на примере балласта к люминесцентной лампе мощностью 80 Вт, показали, что при увеличении параметра минимизации X изменяются геометрические размеры

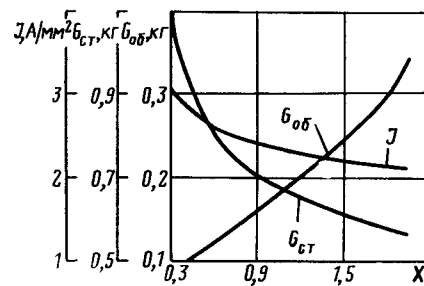


Рис. 5.11. Зависимости J , $G_{\text{об}}$, $G_{\text{ст}}$ от параметра минимизации X

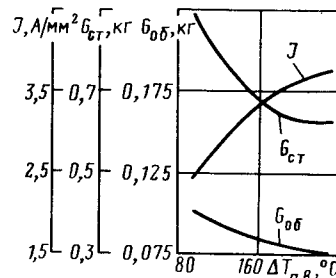


Рис. 5.13. Зависимости J , $G_{\text{об}}$, $G_{\text{ст}}$ от уровня допустимого температурного режима $\Delta T_{\text{ав}}$

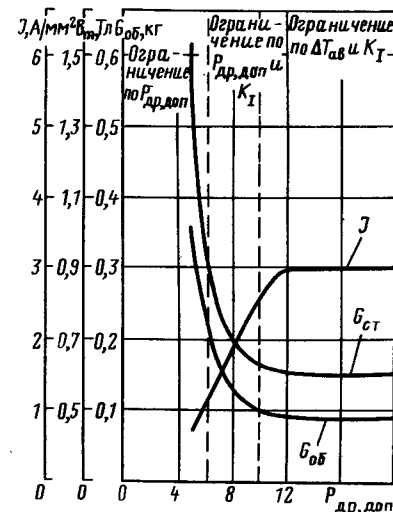


Рис. 5.12. Зависимости J , $G_{\text{об}}$, $G_{\text{ст}}$ от уровня допустимых потерь $P_{\text{др, доп}}$

дросселя, уменьшаются объем и масса стали магнитопровода и увеличиваются объем и масса провода обмотки. Одновременно увеличивается сечение обмоточного провода и уменьшается плотность тока J в обмотке, снижается масса стали $G_{\text{ст}}$. Потери в обмотке $P_{\text{об}}$ с ростом X возрастают, а потери в стали $P_{\text{ст}}$ уменьшаются (рис. 5.11).

Уровень допустимых потерь при фиксированном значении параметра минимизации X существенно влияет на все основные характеристики дросселя. При $P_{\text{др, доп}} = 5$ Вт (рис. 5.12) ограничение по максимальной магнитной индукции B_m и плотности тока J в обмотке определяется допустимыми потерями. Причем значения B_m и J в этом случае получаются весьма малыми, что приводит к значительному увеличению массы балласта. С ростом уровня допустимых потерь значения B_m и J растут, что ведет к снижению массы дросселя, однако ограничение B_m и J в этом случае определяется одновременно допустимыми потерями и кратностью пускового тока. При дальнейшем росте $P_{\text{др, доп}}$ значения J и B_m практически не изменяются, а следовательно, и

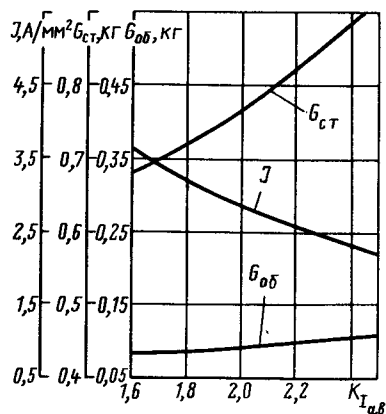


Рис. 5.14. Зависимости J , $G_{об}$, $G_{ст}$ от уровня допустимой кратности пускового тока $K_{ав}$

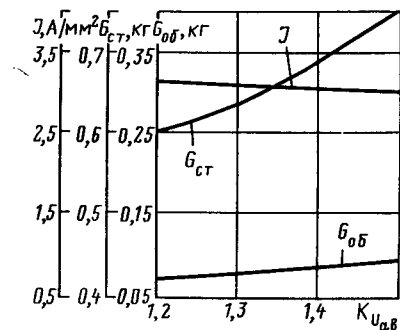


Рис. 5.15. Зависимости J , $G_{об}$, $G_{ст}$ от уровня допустимой кратности аварийного напряжения $K_{уав}$

масса дросселя остается постоянной, так как более жестким является ограничение по температурному режиму.

При изменении температуры в аварийном режиме в пределах $\Delta T_{ав} = 55 \div 230^\circ$ и фиксированном значении всех остальных параметров с ростом $\Delta T_{ав}$ плотность тока в обмотке J и максимальная магнитная индукция B_m растут, что приводит к уменьшению массы магнитопровода, катушки и ПРА в целом (рис. 5.13). Следует отметить, что ограничение B_m и J до $\Delta T_{ав} = 230^\circ$ определяется допустимыми превышениями температуры в аварийном режиме и кратностью пускового тока, а при $\Delta T_{ав} > 230^\circ$ С более жестким становится ограничение по допустимым превышениям температуры в рабочем режиме и кратности пускового тока, так как $\Delta T_{ав} / K_{ав}^2 > \Delta T_{раб} / K_{раб}^2$.

При этом с ростом температуры потери возрастают. Исследования показали, что при ограничении по превышению температуры в аварийном режиме его исключение позволило бы увеличить плотность тока приблизительно на 10%, что снизило бы массу дросселя на 5—7%.

Было исследовано также влияние кратности пускового тока при изменении $K_{ав}$ от 1,6 до 2,5 на экономические показатели дросселя. При этом плотность тока в обмотке J уменьшалась примерно в 1,5 раза, а индукция B_m несколько возрастала. Ограничение B_m и J определялось превышением температуры в аварийном режиме и допустимой кратностью пускового тока. Уменьшение плотности тока в обмотке в 1,5 раза связано с тем, что рост $K_{ав} = I_{ав} / I$ приводит к превышению температуры дросселя в аварийном режиме, для предотвращения которого необходимо снижать плотность тока в обмотке, что увеличивает массу дросселя (рис. 5.14).

С ростом $K_{уав}$ от 1,2 до 1,5 происходит увеличение $U_{др,ав}$, что приводит к превышению температуры аппарата в аварийном режиме. Поэтому по условию допустимого превышения температуры в аварийном режиме снижают J и B_m , что ведет в свою очередь к существенному росту массы ПРА (рис. 5.15). При больших значениях $K_{уав}$ ограничение B_m и J определяется допустимыми превышениями температуры в аварийном режиме и кратностью пускового тока. Экономические показатели дросселя при изменении $K_{ав}$ и $K_{уав}$ качественно близки.

При увеличении U_n и фиксированном напряжении питания U_n (увеличении отношения U_n / U_n) падает напряжение $U_{др}$, возрастает коэффициент кратности аварийного напряжения $K_{уав}$. Поэтому зависимости в этом случае аналогичны рассмотренным выше при изменении $K_{уав}$. Однако в этом случае не происходит значительного увеличения массы аппарата, так как одновременно с уменьшением B_m и J уменьшается вольт-амперная (ватт-секундная) мощность дросселя $U_{др} I / f$, которая является основной энергетической характеристикой, от которой зависят параметры ПРА. В результате этого масса аппарата существенно не изменяется.

Были проведены исследования влияния частоты f в пределах 500—10000 Гц на экономические параметры дросселя. При этом удельные потери при разной частоте определялись в соответствии с [5.3]. На высокой частоте стартерные схемы не применяются, а в бесстартерных ПРА дроссель не попадает в аварийный режим. Исследования показали, что с ростом частоты значения B_m и J уменьшаются. При этом с ростом частоты масса ПРА значительно уменьшается, поскольку на повышенной частоте для получения того же индуктивного сопротивления, что и на промышленной частоте, требуется существенно меньшая индуктивность дросселя (рис. 5.16) и уменьшается его ватт-секундная мощность. На повышенной частоте определяющими являются ограничения по превышению температуры обмотки и магнитопровода в рабочем режиме.

Проводились также расчеты в целях исследования влияния качества стали на экономические характеристики ПРА. Было установлено, что уменьшение толщины листов магнитопровода практически не снижает массы дросселя, а лишь удорожает его за счет увеличения стоимости стали. В то же время переход с горячекатаной стали на холоднокатаную позволяет увеличить B_m от 1—1,1 до 1,2—1,3 Тл, что позволяет снизить массу и стоимость активных материалов ПРА на 15—20%.

Существенное влияние на конструктивные параметры ПРА оказывают безразмерные конструктивные коэффициенты m_k , n_k , ϵ_k . При $m_k = 0,4 \div 0,5$; $n_k = 4 \div 10$; $\epsilon_k = 1,2 \div 1,4$ форма дросселя приближается к кубической и потери минимальны. Такие дроссели удобны для установки вне светильника. Конструкции

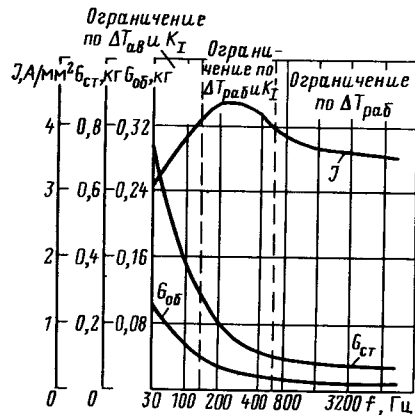


Рис. 5.16. Зависимости J , $G_{об}$, $G_{ст}$ от изменения частоты f

светильников с лампами типов ДРЛ, ДРИ, ДНАТ позволяют устанавливать в них дроссели кубической формы.

В светильниках с прямыми люминесцентными лампами удобны ПРА в форме вытянутого параллелепипеда. Такая форма может быть получена при $m_k = 0,4 \div 0,6$; $n_k = 4 \div 10$; $\epsilon_k = 1,05 \div 1,1$ для случая широкой катушки с коротким витком или при $m_k = 0,1 \div 0,2$; $n_k = 4 \div 10$; $\epsilon_k = 1,2 \div 1,4$, если ПРА имеет большой набор пластин и вытянутую катушку, существенно увеличивающие длину витка и резко сокращающие длину магнитной силовой линии. Такая конструкция нашла широкое применение в стартерных ПРА для люминесцентных ламп.

Наибольшее распространение получила броневая конструкция из П- и Т-образных пластин, формирующих Ш-образный магнитопровод (рис. 5.7, а). Она технологична, обеспечивает хороший отвод тепла и имеет малый уровень шума.

Получила применение также и составная конструкция ПРА на Ш-образном магнитопроводе для люминесцентных ламп мощностью 20—65 Вт. Магнитопровод составлен из витой Ш-образной части и замыкателя, набранного из прямоугольных пластин. Поскольку в витых магнитопроводах направление магнитных силовых линий совпадает с направлением проката, то это обеспечивает лучшее использование магнитных свойств стали, позволяет снизить массогабаритные показатели ПРА. Воздушные зазоры — этой конструкции расположены внутри катушек, что уменьшает потоки рассеяния и уровень шума.

5.3. ПОКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ ПРА

Под надежностью принято понимать свойство изделия выполнять необходимые функции, сохраняя свои эксплуатационные показатели в заданных пределах в течение требуемого промежутка времени. Рассмотрим критерии надежности, кото-

рые позволяют оценить надежность изделий лишь до первого отказа, т. е. показатели надежности для невозстанавливаемых устройств (изделий разового использования), к которым относятся ПРА.

Одним из основных показателей надежности является среднее время безотказной работы ПРА $L_{раб}$ (средняя достаточность), т. е. математическое ожидание времени работы изделия до первого отказа. Как всякое математическое ожидание, $L_{раб}$ определяется следующей зависимостью:

$$L_{раб} = \int_0^{\infty} t f(t) dt = \int_0^{\infty} P(t) dt, \quad (5.1)$$

где t — время, в течение которого определяется надежность; $f(t)$ — частота отказов, или плотность вероятности случайной величины t ; $P(t)$ — вероятность безотказной эксплуатации изделия за промежуток времени от 0 до t .

Статистическая оценка среднего времени безотказной работы определяется по формуле

$$L_{раб}^* = \sum_{i=1}^{i=N_0} t_i / N_0, \quad (5.2)$$

где t_i — время работы i -го ПРА до отказа; N_0 — число испытываемых ПРА.

Важным показателем надежности является интенсивность отказов ПРА $\lambda(t)$, которая определяется по формуле

$$\lambda(t) = f(t) / P(t). \quad (5.3)$$

При любом распределении $f(t)$ имеет место уравнение

$$P(t) = \exp \left[- \int_0^t \lambda(t) dt \right]. \quad (5.4)$$

Тогда, зная $\lambda(t)$, можно из (5.4) найти вероятность безотказной работы $P(t)$, а затем из (5.3) определить плотность вероятности $f(t)$ и функцию распределения $F(t) = \int_0^t f(t) dt$.

Таким образом, интенсивность отказов может служить определяющей характеристикой надежности.

Начальный период эксплуатации является периодом приработки изделия, за которым следует период практически постоянной интенсивности отказов. Затем из-за старения или износа начинается возрастание интенсивности. Обычно стремятся эксплуатировать ПРА в период постоянной интенсивности отказов. Для этого ограничивают срок службы аппаратов так, чтобы снимать их с эксплуатации до наступления периода усиленного износа.

При постоянной интенсивности отказов $\lambda(t)$ выражения для показателей надежности ПРА принимают вид

$$P(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t) dt} = e^{-\lambda t}, \quad (5.5)$$

$$f(t) = \lambda(t) P(t) = \lambda e^{-\lambda t}, \quad (5.6)$$

$$L_{\text{раб}} = \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = 1/\lambda. \quad (5.7)$$

Из (5.5) — (5.7) следует, что все показатели надежности для периода нормальной работы ПРА определяются по интенсивности отказов λ .

Среднее время безотказной работы ПРА $L_{\text{раб}}$ связано в основном с нагревостойкостью изоляции обмоточного провода. Время старения изоляции обмотки зависит от теплового режима ПРА. Длительный срок службы ПРА обеспечивается нормированием тепловых параметров: превышением температуры нагрева корпуса ПРА и конденсаторов и температурой нагрева обмотки. Нормирование температуры корпуса ПРА связано в основном с требованием безопасности эксплуатации и не играет решающей роли для работоспособности и срока службы ПРА. Допустимая температура нагрева обмотки зависит от нагревостойкости изоляции обмоточного провода, т. е. от класса изоляции. В соответствии с ГОСТ 16809-78 конструкция ПРА должна обеспечивать температуру обмоток в рабочем режиме $t_{\text{раб}}$ в следующих пределах: $t_{\text{раб}} = \Delta t_{\text{раб}} + 50^\circ \text{C}$ — для встраиваемых и $t_{\text{раб}} = \Delta t_{\text{раб}} + 45^\circ \text{C}$ — для независимых аппаратов, где $\Delta t_{\text{раб}}$ — превышение температуры обмотки в рабочем режиме над температурой окружающей среды, принимаемой равной 25°C . В аномальном режиме она не должна превышать значений, указанных в табл. 5.1.

Максимально допустимое значение $t_{\text{раб}}$ не должно быть больше максимальной нормируемой рабочей температуры обмотки $t_w, ^\circ \text{C}$, которая выбирается из следующего ряда: 90, 95, 100, 105, 110, 115, 120, 125, 130.

Практически прямолинейная зависимость логарифма времени старения изоляции от теплового режима обмотки позволяет использовать для определения реального срока службы

Таблица 5.1

$t_{\text{раб}}, ^\circ \text{C}$	90	95	100	105	110	115	120	125	130
$\Delta t_{\text{ан}}, ^\circ \text{C}$	125	130	140	150	155	160	170	175	180

Рис. 5.17. Зависимость продолжительности испытаний ПРА на срок службы от температуры обмотки при максимально допустимой температуре, $^\circ \text{C}$:
1—90; 2—105; 3—120



ПРА методом ускоренных испытаний. В соответствии с ГОСТ 16809-78 и СТ СЭВ 1654-79, а также Публикациями МЭК № 82 для определения t_w устанавливается продолжительность испытаний 30 или 60 сут. На рис. 5.17 приведена зависимость продолжительности испытаний для оценки срока службы от температуры, устанавливаемой для обмотки в соответствии с классом ее изоляции. В табл. 5.2 приведены значения теоретической испытательной температуры t_e для продолжительности испытаний 30 и 60 сут при различных значениях постоянной S .

Таблица 5.2. Значения теоретической испытательной температуры t_e для ПРА с различной t_w

$t_w, ^\circ \text{C}$	Значение $t_e, ^\circ \text{C}^*$, при S					
	4500	5000	6000	8000	11 000	16 000
90	163	155	142	128	117	108
	151	144	134	122	113	105
	171	162	149	134	123	113
95	158	151	140	128	118	111
	178	169	156	140	128	119
	165	157	146	134	124	116
100	185	176	162	146	134	125
	172	164	153	140	130	122
	193	183	169	152	140	130
105	179	171	159	146	135	127
	200	190	175	159	146	136
	186	177	166	152	141	132
110	207	197	182	165	152	141
	193	184	172	158	147	138
	215	204	189	171	157	147
115	200	191	178	164	152	143
	222	211	196	177	163	152
	207	198	185	166	154	144
120	207	198	185	166	154	144
	222	211	196	177	163	152
	207	198	185	166	154	144
125	207	198	185	166	154	144
	222	211	196	177	163	152
	207	198	185	166	154	144
130	207	198	185	166	154	144
	222	211	196	177	163	152
	207	198	185	166	154	144

* В числителе — при продолжительности испытаний 30 сут, в знаменателе — при продолжительности 60 сут.

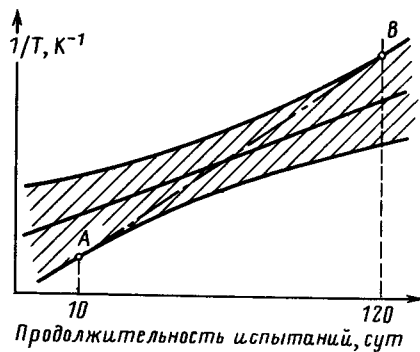


Рис. 5.18. Зависимость выбора величины S внутри доверительного интервала от продолжительности испытаний

Постоянная S характеризует изменение скорости старения изоляции в зависимости от температуры. Для большинства материалов постоянная S равна 4500. Однако при применении кремнийорганических материалов и усилении межслоевой изоляции эта постоянная может быть выше (до 16000).

Теоретическая испытательная температура может быть определена по формуле

$$\log L_{\text{исп}} = \log L_0 + S(1/T_{\text{исп}} - 1/T_w), \quad (5.8)$$

где $L_{\text{исп}}$ — время испытаний (30 или 60 сут); $L_0 = 3652$ сут (10 лет); $T_{\text{исп}}$ — теоретическая испытательная температура $t_e + 273$; T_w — максимально допустимая нормируемая температура обмотки в К ($t_w + 273$).

Обычно используется длительность испытаний на срок службы 30 или 60 сут при $S = 4500$. На рис. 5.18 показана зависимость, позволяющая оценить значение S , отличное от 4500, внутри доверительного интервала (заштрихован) при продолжительности испытаний от 10 до 120 сут. Если значение величины, обратной углу наклона линии AB (рис. 5.18), больше заданного значения S , то S достоверно в границах доверительного интервала.

Уравнение (5.8) может быть также использовано для определения среднего срока службы ПРА в светильнике $L_{\text{раб}}$. Тогда

$$L_{\text{раб}} = L_0 \cdot 10^{S \left(\frac{1}{T_{\text{раб}}} - \frac{1}{T_w} \right)}, \quad (5.9)$$

где $T_{\text{раб}} = (t_{\text{раб}} + 273)$ — рабочая температура обмотки ПРА, К. При $T_{\text{раб}} = T_w$ $L_{\text{раб}} = 10$ лет.

Повышение среднего срока службы происходит при $T_{\text{раб}} < T_w$, а его быстрое уменьшение при $T_{\text{раб}} > T_w$. Формула (5.9) справедлива при $T_{\text{раб}} = \text{const}$. Расчеты $L_{\text{раб}}$ в условиях изменяющейся температуры, т. е. $T_{\text{раб}} = \text{var}$, должны осуществляться по формуле

$$L_{\text{раб}} = \int_0^{L_0} 10^{S \left(\frac{1}{T_{\text{раб}}(t)} - \frac{1}{T_w} \right)} dt. \quad (5.10)$$

К повышению температуры весьма чувствительны входящие в ПРА конденсаторы. Повышение температуры конденсаторов всего на 5°C сокращает срок их службы в 2 раза.

К показателям надежности также относятся: P_{Ti} — вероятность достижения поверхностью ПРА критической температуры $T_{кр}$, т. е. температуры, при которой возможны выделение дыма, выход ПРА из строя; P_n — вероятность воспламенения ПРА или выброса из него пламени при температуре поверхности, равной или превышающей $T_{кр}$. Для испытаний по этим показателям должно быть отобрано не менее 10 образцов ПРА.

Величина $P_{T_{ав}}$ для аварийного режима определяется расчетом после измерения температуры в наиболее нагретой точке поверхности корпуса ПРА при его работе в этом режиме. Испытания должны проводиться в установившемся тепловом режиме. Напряжение источника питания при этом должно составлять 1,1 номинального напряжения питания. По значению температуры определяется расчетная температура поверхности аппарата T_i при его эксплуатации в светильнике в аварийном режиме:

$$T_i = T + (T_{ав} - \Delta t_{ав} - T_{окр}), \quad (5.11)$$

где T — температура, измеренная при испытаниях; $T_{ав}$ — максимально допустимая температура обмотки ПРА в аварийном режиме; $\Delta t_{ав}$ — нормируемое превышение температуры обмотки ПРА над температурой окружающей среды в аварийном режиме; $T_{окр}$ — температура окружающей среды при измерении температуры поверхности ПРА.

По вычисленным значениям T_i определяется среднее значение температуры T_{cp} и ее среднеквадратичное отклонение σ :

$$T_{cp} = \sum_{i=1}^{10} T_i / 10 \quad \text{и} \quad (5.12)$$

$$\sigma = \sqrt{\left[\sum_{i=1}^{10} (T_i - T_{cp})^2 \right] / 9}. \quad (5.13)$$

Значение $T_{кр}$ определяется из выражения

$$T_{кр} = \frac{\sum_{i=1}^{10} (T_{di} + T_{ai})}{20}, \quad (5.14)$$

где T_{di} — температура поверхности i -го ПРА, зафиксированная в момент появления дыма; T_{ai} — температура воспламенения ПРА, измеренная в момент выхода его из строя, за который принимается либо момент прекращения тока через аппарат, либо момент срабатывания предохранителя или автоматического выключателя из-за замыкания в ПРА.

Во время этих испытаний ПРА должен находиться в аварийном режиме. Испытания должны проводиться или методом постепенного увеличения напряжения на ПРА или методом его питания током, равным трехкратному номинальному току. В процессе испытаний любым из этих методов должны быть измерены температуры $T_{дл}$ и $T_{вн}$. Испытания следует продолжать до выхода ПРА из строя.

Вероятность достижения поверхностью ПРА критической температуры P_{Ti} определяется по формуле

$$P_{Ti} = 1 - \lambda, \quad (5.15)$$

где λ — безразмерный параметр, значение которого выбирается из табл. 5.3.

Таблица 5.3

α	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,6	3,0	3,6	4,0	4,6	5,0
λ	0	0,370	0,654	0,828	0,920	0,968	0,984	0,992	0,996	0,998	0,999

Значение α вычисляется по формуле

$$\alpha = [3,162(T_{кр} - T_{ср})]/\sigma. \quad (5.16)$$

При этом, если $T_{ср} > T_{кр}$, то $P_{Ti} = 1$, а если $\alpha > 5$, то $P_{Ti} = 0$ и, следовательно, вероятность возникновения пожара $P_{пж} = 0$. Вероятность воспламенения ПРА или выброса пламени $P_{в}$ определяется в процессе проведения испытания по определению критической температуры и рассчитывается по формуле

$$P_{в} = m/10, \quad (5.17)$$

где m — количество образцов ПРА, в которых наблюдалось воспламенение или выброс пламени. Если при испытании десяти образцов окажется, что $m = 0$, то испытания повторяются на удвоенном количестве образцов, и если снова окажется, что $m = 0$, то принимают $P_{в} = 0,32$. Выдержавшими испытания считают те ПРА, для которых значение нормативной вероятности возникновения пожара не превышает 10^{-6} .

Глава шестая

КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ ПРА

6.1. ОПТИМАЛЬНЫЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ РАЗМЕРОВ ДРОССЕЛЕЙ

В гл. 1 отмечалось, что неперенным элементом всех электромагнитных ПРА и широкого класса полупроводниковых ПРА является дроссель. Поэтому вопросы конструирования

дросселей имеют важное значение при расчете схем включения разрядных ламп. Проектированию оптимальных дросселей и трансформаторов посвящено большое количество работ [6.1—6,5 и др.], однако в них не учитывались специфические условия работы электромагнитных устройств в цепях с разрядными лампами.

Метод конструктивного расчета дросселя является методом синтеза, так как позволяет создать оптимальный дроссель с учетом всех предъявленных требований и возможных режимов. Расчет осуществляется с учетом всех возможных режимов, критический режим определяется в процессе расчета.

При конструировании дросселя основными исходными электрическими параметрами являются: $U_{др}$, I , f , K_{ϕ} . В зависимости от уровня применяемой технологии выбираются технологические коэффициенты K_m и K_z . Считаются известными характеристики стали, проводов, изоляции и т. д. В результате расчета должны быть получены геометрические размеры магнитопровода и катушки дросселя в сантиметрах (Δ , a , b , h , t), число витков катушки w , а также найдены значения двух электрических величин — максимальной магнитной индукции B_m , T_l , и плотности тока в обмотке J , A/mm^2 . Все эти параметры не могут быть выбраны произвольно, так как не являются независимыми и связаны уравнением электромагнитной индукции

$$U_{др} = 4K_{\phi} B_m f S_{ст} w, \quad (6.1)$$

законом полного тока

$$wi = H_{ст} l_{ст} + H_{в} l_{в}, \quad (6.2)$$

а также уравнениями, относящимися к геометрическим размерам,

$$\left. \begin{aligned} S_{ст} &= \Delta a K_z; \\ b &= \Delta + 2t; \\ S_{об} &= 2t(h - \Delta) K_m. \end{aligned} \right\} \quad (6.3)$$

Кроме (6.1)—(6.3) на выбор величин Δ , a , b , h , t , w , B_m , J наложены ограничения в виде неравенств, учитывающих особенности работы дросселя в схемах с разрядными лампами:

по допустимым потерям

$$P_{др} \leq P_{др, доп}, \quad (6.4)$$

по допустимой температуре

$$\Delta T \leq \Delta T_{доп}, \quad (6.5)$$

по току в аварийном режиме

$$I_{ав} \leq I_{ав, доп}. \quad (6.6)$$

Уравнения (6.1) — (6.3) снижают число независимых переменных до пяти, в качестве которых удобно выбрать три безразмерных конструктивных параметра

$$m_k = \Delta / a; \quad (6.7)$$

$$n_k = \frac{S_{ct} K_m}{S_{ob} K_3} = \frac{\Delta a}{2t(h - \Delta)}; \quad (6.8)$$

$$\varepsilon_k = b / \Delta. \quad (6.9)$$

Все остальные конструктивные параметры легко могут быть выражены через B_m , J , m_k , n_k , ε_k (S_{ct} и S_{ob} — в квадратных сантиметрах; a , b , h , t — в сантиметрах):

$$\left. \begin{aligned} w &= 500 \sqrt{\frac{U_{др} J K_m}{K_\phi I B_m n_k K_3}}; \\ S_{ct} &= 5 \sqrt{\frac{U_{др} I n_k K_3}{K_\phi f J B_m K_m}}; \\ S_{ob} &= \frac{S_{ct} K_m}{n_k K_3} = 5 \sqrt{\frac{U_{др} I K_m}{K_\phi f J B_m n_k K_3}}; \\ a &= \sqrt{\frac{S_{ct}}{m_k K_3}} = 2,24 \sqrt[4]{\frac{U_{др} I n_k}{K_\phi f}}; \\ \Delta &= a m_k; \\ b &= \varepsilon \Delta = \varepsilon a m_k; \\ h &= \Delta \left[\frac{1}{m_k n_k (\varepsilon - 1)} + 1 \right]; \\ t &= \Delta \frac{\varepsilon - 1}{2} = 1,12 (\varepsilon - 1) \sqrt[4]{\frac{U_{др} I n_k m_k^2}{K_\phi f J B_m K_3 K_m}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

Равенства (6.10) справедливы для всех типов дросселей, что обеспечивается соответствующим выбором a , Δ , b , h , t .

По геометрическим параметрам и безразмерным отношениям m_k , n_k , ε_k могут быть найдены экономические показатели дросселя Э (m_k , n_k , ε_k , B_m , J):

объем стали магнитопровода, см³:

$$V_{ct} = A g_{ct} K_3; \quad (6.11)$$

объем обмоточного материала, см³:

$$V_{ob} = A g_{ob} K_m; \quad (6.12)$$

общий объем активных материалов, см³:

$$V = V_{ob} + V_{ct} = A K_m \left(g_{ob} + \frac{K_3}{K_m} g_{ct} \right); \quad (6.13)$$

масса, кг:

$$G = G_{ob} + G_{ct} = 10^{-3} A K_m \gamma_{ob} \left(g_{ob} + \frac{K_3 \gamma_{ct}}{K_m \gamma_{ob}} g_{ct} \right); \quad (6.14)$$

потери мощности, Вт:

$$P_{др} = P_{ob} + P_{ct} = 10^{-3} A K_m \gamma_{ob} p_{ob} J^2 \left(g_{ob} + \frac{K_3 \gamma_{ct} p_{1,0/J} B_m^2}{K_m \gamma_{ob} p_{ob} J^2} g_{ct} \right); \quad (6.15)$$

стоимость активных материалов, руб.:

$$Z = Z_{ob} + Z_{ct} = 10^{-3} A K_m \gamma_{ob} z_{ob} \left(g_{ob} + \frac{K_3 \gamma_{ct} z_{ct}}{K_m \gamma_{ob} z_{ob}} g_{ct} \right). \quad (6.16)$$

В (6.11) — (6.15) входит коэффициент A , зависящий только от исходных параметров ($U_{др}$, I , K_ϕ , f , K_m , K_3 , B_m , J) и не зависящий от геометрических размеров дросселя:

$$A = 2 \left(\frac{25 U_{др} I}{K_\phi f J B_m K_m K_3} \right)^{3/4}. \quad (6.17)$$

Коэффициенты g_{ob} и g_{ct} связаны только с m_k , n_k , ε_k и приведены для различных типов магнитопроводов в табл. 6.1. Из (6.13) — (6.17) следует, что в выражение для основных экономических параметров дросселя (целевую функцию Θ) входят два множителя:

$$\Theta = A(B_m, J) \cdot g(m_k, n_k, \varepsilon_k), \quad (6.18)$$

где

$$g = g_{ob} + X g_{ct}. \quad (6.19)$$

В первом приближении минимизация целевой функции Θ осуществлялась методом раздельной минимизации множителей g и A , что позволило значительно сократить трудоемкость расчетов при незначительном снижении их точности. Минимум соответствующего экономического параметра Θ определялся минимизацией множителя g при значении параметра минимизации X , определенном в соответствии с табл. 6.2. Это дало возможность установить оптимальные геометрические соотно-

Таблица 6.1. Значения коэффициентов $g_{об}$ и $g_{ст}$ для различных типов магнитопровода

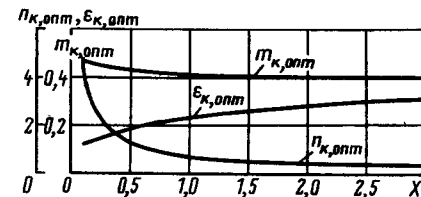
Тип магнитопровода	$g_{об}$	$g_{ст}$
П2	$\varepsilon_k \frac{m_k^{1/2}}{n_k^{1/4}} + \frac{1}{m_k^{1/2} n_k^{1/4}}$	$(\varepsilon_k + 1) n_k^{3/4} m_k^{1/2} + \frac{1}{(\varepsilon_k - 1) n_k^{1/4} m_k^{1/2}}$
П1	$(2\varepsilon_k - 1) \frac{m_k^{1/2}}{n_k^{1/4}} + \frac{1}{m_k^{1/2} n_k^{1/4}}$	$(\varepsilon_k + 1) n_k^{3/4} m_k^{1/2} + \frac{1}{(\varepsilon_k - 1) n_k^{1/4} m_k^{1/2}}$
Ш	$(2\varepsilon_k - 1) \frac{m_k^{1/2}}{n_k^{1/4}} + \frac{1}{m_k^{1/2} n_k^{1/4}}$	$\varepsilon_k n_k^{3/4} m_k^{1/2} + \frac{1}{(\varepsilon_k - 1) n_k^{1/4} m_k^{1/2}}$
Сборно-стержневой	$(2\varepsilon_k - 1) \frac{m_k^{1/2}}{n_k^{1/4}} + \frac{1}{m_k^{1/2} n_k^{1/4}}$	$\frac{m_k^{1/2} n_k^{3/4} (2\varepsilon_k - 1) \left(\frac{1}{m_k} + 2\varepsilon_k - 2 \right)}{1/m_k + 4\varepsilon_k - 3} + \frac{1}{(\varepsilon_k - 1) n_k^{1/4} m_k^{1/2}}$

нения m_k , n_k , ε_k с учетом слабых ограничений по физической реализуемости: $m_k \geq 0$, $n_k \geq 0$, $\varepsilon_k \geq 1$. Остальные ограничения учитывались при определении оптимальных значений B_m и J , минимизирующих множитель A .

Таблица 6.2. Значения параметра минимизации X

Минимизируемый параметр	Значения параметра минимизации
Минимальный объем активных материалов	$X = X_V = K_3 / K_m$
Минимальная масса активных материалов	$X = X_G = \frac{\gamma_{ст} K_3}{\gamma_{об} K_m}$
Минимальная стоимость активных материалов	$X = X_z = \frac{z_{ст} \gamma_{ст} K_3}{z_{об} \gamma_{об} K_m}$
Минимальная стоимость активных материалов с учетом их отходов при штамповке	$X = X_z = K_{шт} \frac{z_{ст} \gamma_{ст} K_3}{z_{об} \gamma_{об} K_m}$
Минимальные потери при фиксированных B_m и J	$X = X_P = \frac{K_3 \gamma_{ст} p_{1,0/f} B_m^2}{K_m \gamma_{об} p_{об} J^2}$

Рис. 6.1. Зависимость оптимальных коэффициентов $m_{k,опт}$, $n_{k,опт}$, $\varepsilon_{k,опт}$ от параметра минимизации X



Исследования показали, что невозможно спроектировать дроссель, оптимальный сразу по нескольким экономическим показателям. Например, дроссель с минимальными потерями будет иметь увеличенный объем, и наоборот, а дроссель с минимальной стоимостью активных материалов не обладает минимальными массой и объемом.

В [6.6] приведены зависимости $m_{k,опт}$, $n_{k,опт}$, $\varepsilon_{k,опт}$ от параметра минимизации X для рассмотренных ранее типов дросселей, которые были получены при минимизации множителя g на ЭВМ БЭСМ-4. На рис. 6.1 приведена зависимость $m_{k,опт}$, $n_{k,опт}$ и $\varepsilon_{k,опт}$ для дросселя с магнитопроводом типа П2. Из табл. 6.1 видно, что параметры $g_{об}$ и $g_{ст}$ не зависят от технологических коэффициентов K_3 и K_m , и это позволяет получить единые кривые для оптимальных значений безразмерных величин m_k , n_k , ε_k , не зависящие от K_3 и K_m .

6.2. УЧЕТ ОГРАНИЧЕНИЙ ПО НЕЛИНЕЙНОСТИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДРОССЕЛЯ

Для оптимизации целевой функции Θ необходимо минимизировать множитель A , что может быть достигнуто при увеличении максимальной магнитной индукции B_m и плотности тока J . Однако в стартерных схемах с ростом B_m в рабочем режиме увеличиваются пусковой ток лампы $I_{пуск}$ и ток режима односторонней проводимости $I_{оп}$, возрастают колебания тока лампы при допустимых колебаниях напряжения питания и коэффициент амплитуды тока лампы K_a , а также содержание высших гармоник в общем потребляемом токе. Эти параметры ограничивают допустимую нелинейность характеристики дросселя и тем самым ограничивают B_m в рабочем режиме. Проведенный анализ показал, что наиболее жесткими являются ограничения по $I_{пуск}$ и $I_{ан}$, а затем уже ограничение по неустойчивости работы лампы и др.

В соответствии с [6.7] при колебаниях питающего напряжения и, следовательно, при допустимых изменениях напряжения на дросселе $U_{др,пускmin} \leq U_{др} \leq U_{др,пускmax}$ пусковой ток тоже должен находиться в определенных пределах: $I_{пускmin} \leq I_{пуск} \leq I_{пускmax}$. Вводя коэффициенты кратности пускового напряже-

$$K_{U\text{пуск}} = U_{\text{др,пуск}} / U_{\text{др}} \quad (6.20)$$

и пускового тока

$$K_{I\text{пуск}} = I_{\text{пуск}} / I, \quad (6.21)$$

ограничение по пусковому току можно записать в виде $K_{I\text{пускmin}} \leq K_{I\text{пуск}} \leq K_{I\text{пускmax}} = K_{I\text{ав}}$ при $K_{U\text{пускmin}} \leq K_{U\text{пуск}} \leq K_{U\text{пускmax}} = K_{U\text{ав}}$. Ограничение по току аномального режима имеет аналогичный вид. Ограничение при колебаниях питающего напряжения в рабочем режиме

$$K_{I\text{раб}} \geq I_{\text{max}} / I \quad (6.22)$$

при

$$K_{U\text{раб}} = U_{\text{др,рабmax}} / U_{\text{др}} \quad (6.23)$$

где I_{max} и $U_{\text{др,рабmax}}$ — максимально допустимые значения тока и напряжения на дросселе в рабочем режиме.

Таким образом, все рассмотренные ограничения по нелинейности имеют одинаковый вид:

$$K_{Ii} \geq I_i / I \text{ при } U_{\text{дри}} / U_{\text{др}} = K_{Ui}. \quad (6.24)$$

Расчет следует вести по самому жесткому ограничению. Если наиболее жесткое ограничение не очевидно, то необходимо провести расчет с учетом нескольких ограничений по нелинейности.

В соответствии с законом полного тока

$$wi = H_{\text{ст}} l_{\text{ст}} + H_{\text{в}} l_{\text{в}}, \quad (6.25)$$

или

$$wi = H_{\text{ст}}(B_m) l_{\text{ст}} + B_{\text{в}} l_{\text{в}} / \mu_0. \quad (6.26)$$

Выражение (6.26) с помощью метода переменных коэффициентов (см. гл. 3) может быть преобразовано в уравнение для эквивалентных синусоид [6.8]:

$$J \geq \frac{0,554 g_{\text{ст}}^{4/3} K_3^{1/4} N(B_m, K_U)}{K_m (U_{\text{др}} I / K_{\Phi} f)^{1/3} (K_I - K_U)^{3/4}}, \quad (6.27)$$

где

$$N(B_m, K_U) = \frac{(10^4 B_m)^{1/3}}{10^4} [H_{\text{эм}}(K_U B_m) - K_U H_{\text{эм}}(B_m)]^{4/3}. \quad (6.28)$$

В (6.28) $H_{\text{эм}}$ — амплитуда эквивалентной синусоиды напряженности магнитного поля в стали магнитопровода, которая может быть легко найдена по характеристике намагничивания $B_m = f(H_{\text{эм}})$. Зависимости $N(B_m, K_U)$ были рассчитаны для разных электротехнических сталей и приведены в

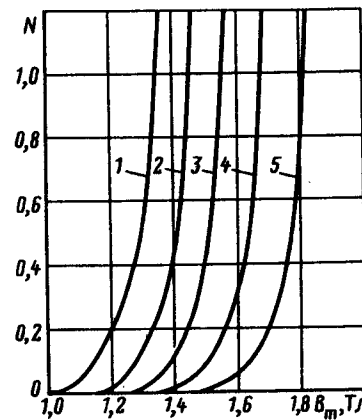


Рис. 6.2. Зависимости $N(B_m)$ для холоднокатаной стали при K_U :
1—1,5; 2—1,4; 3—1,3; 4—1,2; 5—1,1

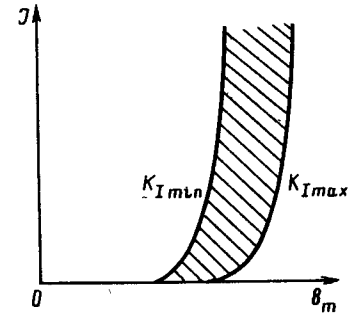


Рис. 6.3. Область допустимых B_m и J при ограничениях по кратности пускового тока

РТМ 16.682.043-74. На рис. 6.2 показаны зависимости $N(B_m, K_U)$ для холоднокатаной стали.

Аналогично выглядит ограничение по минимальной кратности тока дросселя:

$$I_1 / I \geq K_{I1} \text{ при } U_{\text{дри}} / U_{\text{др}} = K_{U1}. \quad (6.29)$$

Область допустимых значений B_m и J , обеспечивающих выполнение ограничений по максимальной и минимальной кратностям тока дросселя, приведена на рис. 6.3.

6.3. УЧЕТ ОГРАНИЧЕНИЙ ПО ПОТЕРЯМ В ДРОССЕЛЕ

Потери мощности в дросселе складываются из потерь в обмотке, Вт,

$$P_{\text{об}} = v_{\text{об}} \gamma_{\text{об}} p_{\text{об}} J^2 \quad (6.30)$$

и потерь в магнитопроводе, Вт,

$$P_{\text{ст}} = v_{\text{ст}} \gamma_{\text{ст}} p_{1,0/f} B_m^2. \quad (6.31)$$

При конструировании ПРА потери мощности в дросселе по экономическим соображениям должны быть ограничены, т. е.

$$P_{\text{др}} = P_{\text{об}} + P_{\text{ст}} \leq P_{\text{др, доп}}. \quad (6.32)$$

Уравнение для границы области B_m и J при ограничении по допустимым потерям получим при подстановке независимых

параметров $m_k, n_k, \varepsilon_k, B_m, J$ в (6.32):

$$\frac{1}{\beta^2} K_m^{1/4} K_3^{-3/4} g_{об} \frac{j^{5/4}}{B_m^{3/4}} + \beta^2 K_m^{-3/4} K_3^{1/4} g_{ст} \frac{B_m^{5/4}}{j^{3/4}} \leq 44,8 \bar{P}_{доп}^2, \quad (6.33)$$

где

$$\bar{P}_{доп}^2 = \frac{P_{др, доп}^2}{(U_{др} I / K_{фj})^{3/2} \gamma_{об} P_{об} \gamma_{ст} P_{1,0/f}}; \quad (6.34)$$

$$\beta = (\gamma_{ст} P_{1,0/f} / \gamma_{об} P_{об})^{1/4}. \quad (6.35)$$

Выражение (6.33) в плоскости B_m, J представляет собой замкнутую область (рис. 6.4), в которой наибольшие значения B_{m0} и J_0 могут быть определены как

$$B_{m0} = 530 \bar{P}_{доп}^2 \frac{1}{\beta} K_m^{3/4} K_3^{1/4} g_{об}^{-3/4} g_{ст}^{-5/4}; \quad (6.36)$$

$$J_0 = 530 \bar{P}_{доп}^2 \beta K_m^{1/4} K_3^{3/4} g_{об}^{-5/4} g_{ст}^{-3/4}. \quad (6.37)$$

Уравнение (6.33) в относительных величинах B_m/B_{m0} и J/J_0 запишется в виде

$$(J/J_0)^{5/4} / (B_m/B_{m0})^{3/4} + (B_m/B_{m0})^{5/4} / (J/J_0)^{3/4} = 1,9305. \quad (6.38)$$

Уравнение (6.38) протабулировано в РТМ 16.682.043-74.

Из (6.33) следует, что рост $P_{др, доп}$ приводит к резкому увеличению допустимых B_m и J . При $P_{др, доп} \rightarrow 0$ область допустимых B_m и J плавно стягивается к нулю, что свидетельствует о возможности создания дросселя со сколь угодно малыми потерями, однако размеры такого дросселя будут очень велики. Наилучшими экономическими показателями обладает дроссель с произведением $(B_m J)_{max}$, так как оно входит в знаменатель

выражения для коэффициента A . Максимум произведения при ограничении по потерям достигается на границе области в точке $E(E_1$ или E_2 в зависимости от $P_{др})$. На рис. 6.4 показаны линии равных отношений $P_{об}/P_{ст}$. Потери мощности в обмотке и магнитопроводе равны на оси симметрии. Выше оси преобладают потери в обмотке, ниже — потери в стали. При увеличении полной мощности дросселя $S_{др} = U_{др} I$ потери в дросселе растут пропорционально $S_{др}^{3/4}$, т. е. $P_{др} \sim S_{др}^{3/4}$.

6.4. УЧЕТ ОГРАНИЧЕНИЙ ПО ТЕМПЕРАТУРНОМУ РЕЖИМУ ДРОССЕЛЯ

Во многих случаях основным режимом, определяющим размеры и стоимость ПРА, является его тепловой режим. Дроссель минимальной массы удается получить в том случае, когда его обмотка и магнитопровод имеют предельно допустимые температуры. Температура обмотки дросселя не должна превышать максимально допустимого значения, определяемого с учетом срока службы ПРА, оговоренного в ГОСТ 16809-78. Это ограничение накладывается в виде допустимого среднего превышения температуры обмотки дросселя $\Delta T_{об}$ над температурой окружающего воздуха. Дроссели, применяемые в ПРА, обычно работают в двух режимах: рабочем и наиболее тяжелом аномальном. В рабочем режиме $\Delta T_{раб}$ выбирается с учетом обеспечения длительной работоспособности изделия (срок службы изоляции обмоточного провода не менее 10 лет). В аварийном режиме оговаривается допустимая длительность работы ПРА (не более 20 или 40 сут в зависимости от продолжительности испытаний соответственно 30 или 60 сут). Это обеспечивается при условии

$$\Delta T_{ав} \approx (1,5 \div 2,5) \Delta T_{раб}. \quad (6.39)$$

В ПРА наиболее нагретым элементом является катушка дросселя, которая из-за неоднородной структуры нагревается неравномерно по всему объему. Поэтому при расчетах определяют среднее значение ее температуры. Таким образом, превышение температуры обмотки дросселя имеет две составляющие: ΔT_1 — перепад между средней температурой обмотки и средней температурой поверхности дросселя и ΔT_2 — перепад температуры между поверхностью дросселя и окружающим воздухом.

Величина ΔT_2 зависит от выделяемой дросселем мощности $P_{др}$, площади его открытой поверхности $S_{откр}$ и эффективного коэффициента теплоотдачи $\alpha_{эф}$, т. е.

$$\Delta T_2 = P_{др} / (\alpha_{эф} S_{откр}). \quad (6.40)$$

Коэффициент $\alpha_{эф}$ зависит от многих факторов: температуры поверхности ПРА, материала и условий теплоотдачи корпуса

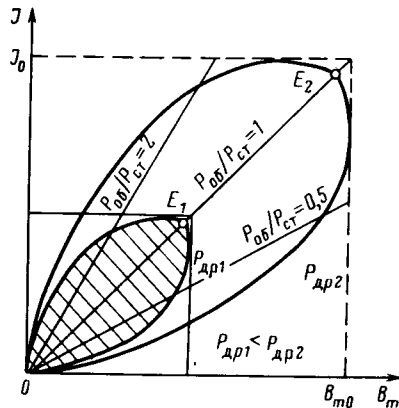


Рис. 6.4. Область допустимых B_m и J при ограничении по допустимым потерям в дросселе

светильника, размеров дросселя и др., поэтому он не является постоянной величиной и может быть определен только для конкретного типа ПРА при его работе в конкретном светильнике. Экспериментально установленные зависимости $\alpha_{эф}$ от различных факторов приведены в [6.9].

Перепад температуры внутри катушки ΔT_1 зависит от ее толщины, теплопроводности и выделяемой мощности. Исследования [6.9] показали, что

$$\Delta T_1 = K_T \Delta T_{об} = K_T (\Delta T_1 + \Delta T_2), \quad (6.41)$$

где K_T зависит только от ε_k . Для пропитанных катушек $K_T = 0,1 \div 0,2$.

С учетом изложенного получаем

$$\Delta T_{об} = \frac{\Delta T_2}{1 - K_T} = \frac{P_{об}}{\alpha_{эф}(1 - K_T) S_{откр}} \quad (6.42)$$

Рассмотрим конструкцию дросселя, в котором катушка и магнитопровод помещены в корпус и залиты компаундом. В этом случае можно считать, что между катушкой и магнитопроводом происходит теплообмен, выравнивающий их температуры. Учитывая это, из (6.42) получим

$$\Delta \bar{T}_{доп} \geq M_1 J^{7/4} / B_m^{1/4} + M_2 B_m^{7/4} / J^{1/4}, \quad (6.43)$$

где

$$\Delta \bar{T}_{доп} = \frac{\Delta T_{об, доп} \alpha_{эф} (1 - K_T)}{(\gamma_{ст} P_{1,0/f} \gamma_{об} P_{об})^{1/2} K_I K_U (U_{др} I / K_{ф, f})^{1/4}}, \quad (6.44)$$

$$M_1 = 2,24 \cdot 10^3 \beta^{3/2} \frac{K_3^{1/8} K_U^{3/4} M}{K_m^{5/8} g_{об}^{7/8} g_{ст}^{1/8} K_I^{3/4}}, \quad (6.45)$$

$$M_2 = 2,24 \cdot 10^3 \frac{1}{\beta^{3/2}} \frac{K_m^{1/8} K_I^{3/4} M}{K_3^{5/8} g_{об}^{1/8} g_{ст}^{7/8} K_U^{3/4}}. \quad (6.46)$$

Для рабочего режима

$$\Delta T_{об, доп} = \Delta T_{раб}, K_I = K_{I, раб}, K_U = K_{U, раб}. \quad (6.47)$$

Для этой температуры берут соответствующие значения $\alpha_{эф}$ и $P_{об}$.

Для аварийного режима

$$\Delta T_{об, доп} = \Delta T_{ав}, K_I = K_{I, ав}, K_U = K_{U, ав}. \quad (6.48)$$

Для этой температуры берутся $\alpha_{эф}$ и $P_{об}$.

Значения коэффициента M для дросселей с различными типами магнитопровода рассчитываются по табл. 6.3. На рис. 6.5 показана замкнутая область, построенная в координатах B_m, J по (6.43). Из (6.43) могут быть получены максимальные значения

Таблица 6.3. Коэффициент M для различных типов магнитопровода

Тип магнитопровода	Коэффициент M
П2	$m_k n_k^{1/2} \left[\frac{1}{m_k n_k (\varepsilon_k - 1)} \left(\frac{1}{m_k} + 3\varepsilon_k - 1 \right) + \frac{2(\varepsilon_k + 1)}{m_k} + 2(\varepsilon_k^2 + 2\varepsilon_k - 1) \right]$
П1	$m_k n_k^{1/2} \left[\frac{1}{m_k n_k (\varepsilon_k - 1)} \left(\frac{1}{m_k} + 4\varepsilon_k - 2 \right) + \frac{2(\varepsilon_k + 1)}{m_k} + 4(\varepsilon_k^2 + \varepsilon_k - 1) \right]$
Ш	$m_k n_k^{1/2} \left[\frac{2\varepsilon_k \left(\frac{1}{m_k n_k} + \varepsilon_k - 1 \right)}{\varepsilon_k - 1} + \frac{2(\varepsilon_k + 1)}{m_k} + 2(\varepsilon_k - 1)(2\varepsilon_k + 2) + \frac{1}{m_k n_k (\varepsilon_k - 1)} + \frac{1}{m_k} + 2(\varepsilon_k - 1) \right]$
Сборно-стержневой	$\frac{1}{n_k^{1/2} (\varepsilon_k - 1)} \left(\frac{1}{m_k} + 4\varepsilon_k - 3 \right) + 2n_k^{1/2} + m_k n_k^{1/2} (2\varepsilon_k - 1) \left(\frac{1}{m_k} + 2\varepsilon_k - 1 \right)$

$$\left. \begin{aligned} J_o &= \frac{0,775 \Delta \bar{T}_{доп}^{2/3}}{M_1^{7/12} M_2^{1/12}}, \\ B_{m0} &= \frac{0,775 \Delta \bar{T}_{доп}^{2/3}}{M_1^{1/12} M_2^{7/12}} \end{aligned} \right\} \quad (6.49)$$

При этом (6.43) в относительных величинах принимает вид

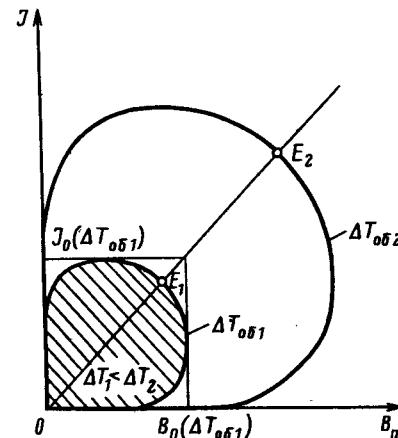


Рис. 6.5. Область допустимых B_m и J при ограничении по температурному режиму для дросселя

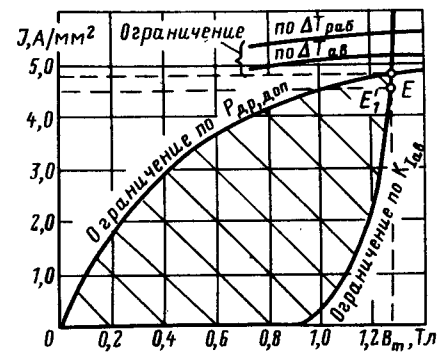


Рис. 6.6. Область допустимых B_m и J для дросселя люминесцентной лампы мощностью 40 Вт ($P_{др, доп} = 8$ Вт; $\Delta T_{раб} = 55^\circ \text{C}$; $\Delta T_{ав} = 150^\circ \text{C}$; $K_{I, ав} = 1,7$)

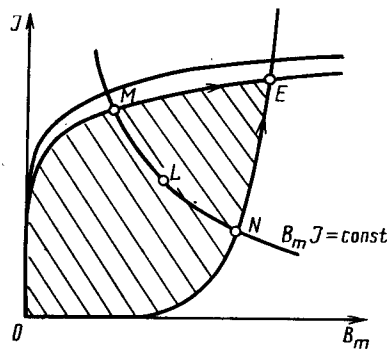


Рис. 6.7. Область допустимых B_m и J при заданных размерах магнитопровода

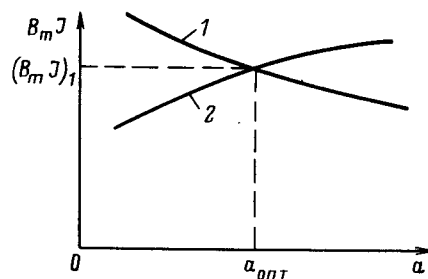


Рис. 6.8. Определение толщины a при заданных размерах пластин магнитопровода:
1 — по (6.52); 2 — по области допустимых B_m и J

$$(J/J_0)^{7/4} / (B_m/B_{m0})^{1/4} + (B_m/B_{m0})^{7/4} / (J/J_0)^{1/4} = 1,45. \quad (6.50)$$

Уравнение (6.50) протабулировано в РТМ 16.682.043-74.

Максимум произведения $B_m J$ достигается на границе области в точке E :

$$(B_m J)_{\max} = 0,652 B_{m0} J_0. \quad (6.51)$$

При конструировании дросселя необходимо удовлетворить все рассмотренные выше ограничения. Для этого на плоскости B_m и J нанесем области допустимых B_m и J по всем ограничениям и выделим область, в которой они выполняются. В этой области находим оптимальную точку, в которой произведение $B_m J$ максимально. На рис. 6.6 в качестве примера показана область допустимых B_m и J для дросселя люминесцентной лампы мощностью 40 Вт. Из рис. 6.6 видно, что наиболее жесткими являются ограничения по нелинейности и по допустимым потерям. Максимум произведения соответствует точке E . Однако с учетом сортамента провода обычно приходится несколько уменьшать плотность тока, что соответствует смещению оптимальной точки в точку E_1 . Далее по (6.7) — (6.17) могут быть рассчитаны геометрические размеры и экономические показатели дросселя.

6.5. РАСЧЕТ ДРОССЕЛЯ ПРИ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ОГРАНИЧЕНИЯХ

При расчете оптимального дросселя в соответствии с изложенным выше алгоритмом в какой-то мере произвольно выбирается только параметр минимизации X , а все остальные величины — геометрические размеры дросселя и его экономические

показатели — находятся расчетным путем. Это не позволяет использовать при разработке и производстве небольших партий ПРА имеющиеся штампы, оснастку или магнитопроводы типовых размеров.

Метод расчета оптимального дросселя может быть применен при следующих дополнительных ограничениях:

- 1) применение магнитопровода с определенными (заданными) размерами;
- 2) применение в магнитопроводе пластин определенных размеров (при заданных размерах штампа). Эта задача имеет место при разработке серий дросселей с унифицированным размером пластин магнитопровода;
- 3) применение магнитопровода с заданным поперечным сечением, что обеспечивает удобную компоновку дросселя в светильнике.

Рассмотрим случай, когда дополнительные ограничения наиболее жесткие, т. е. заданы все размеры магнитопровода (a , Δ , b , h , t). При этих ограничениях непосредственно по размерам магнитопровода, используя (6.7) — (6.9), можно найти коэффициенты m_x , n_x , ϵ_x и произведение $(B_m J)$:

$$B_m J = 12,5 \frac{U_{др} I}{K_\Phi f \Delta a t (h - \Delta) K_m}. \quad (6.52)$$

Для найденных m_x , n_x , ϵ_x на плоскости B_m , J могут быть построены ограничения по допустимым потерям, температуре, нелинейности характеристики и гипербола (6.52) (рис. 6.7). Множество B_m и J , лежащих на отрезке гиперболы MN , удовлетворяет поставленным ограничениям по потерям, тепловому режиму и т. д. и определяет магнитопровод с заданными размерами a , Δ , b , h , t . Из рис. 6.7 следует, что гипербола в общем случае не проходит через точку E , и поэтому рассчитанный дроссель не является оптимальным. Чем меньше расстояние между гиперболой и точкой E , тем меньше дроссель отличается от оптимального. Для того чтобы рассчитанный дроссель обладал минимальными потерями, необходимо выбрать B_m и J в точке L на пересечении гиперболы с линией минимальных потерь, на которой $P_{об} = P_{ст}$. Целесообразно рабочую точку выбирать вблизи центра отрезка кривой MN так, чтобы запас по различным ограничениям был приблизительно равным. Если гипербола не пересекается с областью допустимых B_m и J , то спроектировать дроссель с заданными параметрами с таким магнитопроводом нельзя.

Для второго дополнительного ограничения при заданных размерах пластин магнитопровода (заданных размерах штампа) известны Δ , b , h , t , а толщину a можно выбрать произвольно. Проведя серию расчетов, варьируя a , находим m_x , n_x , ϵ_x по (6.7) — (6.9) и произведение $B_m J$ по (6.52). Для найденных

значений m_k , n_k , ε_k и ограничениям по допустимым потерям, тепловому режиму и другим строим область допустимых B_m и J . Производя такие построения для нескольких значений a , получим зависимость $(B_m J)_{\max} = f(a)$. Используя (6.52), найдем значения a и произведения $B_m J$, при которых экономические показатели дросселя будут наилучшими (рис. 6.8).

Для третьего дополнительного ограничения при заданных размерах поперечного магнитопровода сечения L_1 и L_2 коэффициенты m_k и ε_k связаны следующими соотношениями [5.2]: для магнитопроводов типов П1 и П3

$$m_k = \frac{1}{2[\varepsilon_k(L_2/L_1 - 1) + 1]}, \quad (6.53)$$

а для магнитопровода типа П2

$$m_k = \frac{1}{\varepsilon_k(2L_2/L_1 - 1) + 1}; \quad (6.54)$$

$$B_m J = 40,3 \cdot 10^5 \frac{U_{\text{др}} I \varepsilon_k^4 n_k m_k^2}{K_{\phi} f L_1^4 K_m K_{\text{м}}}. \quad (6.55)$$

Для дросселя со сборно-стержневым магнитопроводом

$$m_k = \frac{1}{[(2\varepsilon_k - 1)L_2/L_1 - 2(\varepsilon_k - 1)]}; \quad (6.56)$$

$$B_m J = 25,2 \cdot 10^4 \frac{U_{\text{др}} I (2\varepsilon_k - 1)^4 n_k m_k^2}{K_{\phi} f L_1^4 K_m K_{\text{м}}}. \quad (6.57)$$

Расчет ведется следующим образом. Выбираем n_k по зависимостям $n_{k, \text{опт}} = f(X)$ (см. рис. 6.1) в соответствии с параметром минимизаций X . Задаем ряд произвольных значений ε_k и по (6.53) и (6.54) находим соответствующие значения m_k , а по (6.55) определяем значение произведения $(B_m J)$. Далее находим значение этого произведения по допустимой области в соответствии с поставленными ограничениями. Совместное решение $B_m J = f(\varepsilon_k)$ дает значения ε_k и $(B_m J)$ (рис. 6.9). При

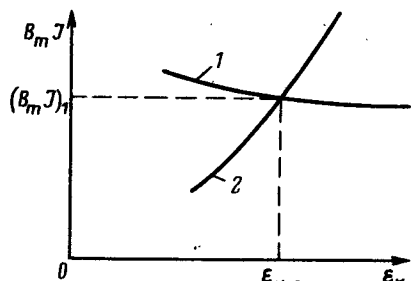


Рис. 6.9. Определение коэффициента ε_k при ограничении поперечного сечения дросселя (спецификация по рис. 6.8)

необходимости расчет может быть повторен для ряда значений n_k , что позволяет определить оптимальные значения m_k , n_k , ε_k , $B_m J$ при наличии ограничений по поперечному сечению.

6.6. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА МАЛОГАБАРИТНЫХ ДРОССЕЛЕЙ

Несмотря на известные экономические преимущества люминесцентных ламп, их массовое применение в быту сдерживается из-за большой длины и соответственно громоздкости светильников. В связи с этим в конце 70-х годов возникла потребность создать компактные люминесцентные лампы (КЛЛ), для чего было необходимо резко уменьшить диаметр и длину трубки. Первая задача была решена с появлением

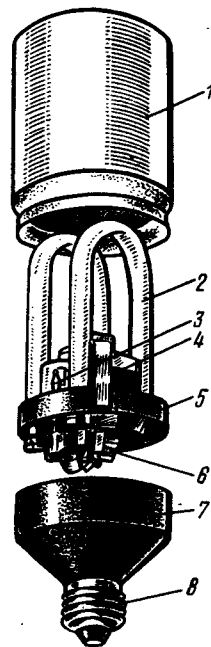


Рис. 6.10. Компактная люминесцентная лампа типа SL:

1 — стеклянный рассеиватель; 2 — U-образная разрядная трубка; 3 — стартер; 4 — дроссель; 5 — монтажная панель; 6 — контактная система; 7 — корпус; 8 — цоколь типа E27

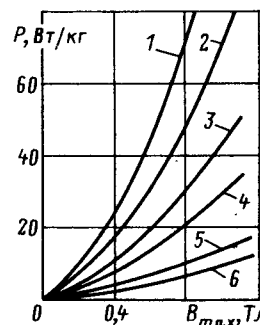


Рис. 6.12. Зависимость удельных потерь от амплитуды магнитной индукции сплава марки 50Н для частоты и толщины ленты:

1 — 4,8 кГц, 0,1 мм; 2 — 4,8 кГц, 0,05 мм; 3 — 2,4 кГц, 0,1 мм; 4 — 2,4 кГц, 0,05 мм; 5 — 1,0 кГц, 0,1 мм; 6 — 1,0 кГц, 0,05 мм

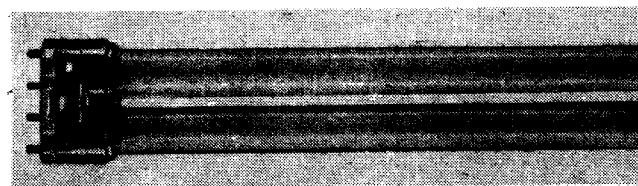


Рис. 6.11. Компактная люминесцентная лампа типа PL

узкополосных люминофоров, активированных редкоземельными элементами, а вторая в основном технологическая задача решалась разделением разрядной трубки на несколько прямых частей, последовательно переходящих одна в другую и соединенных дугообразными участками.

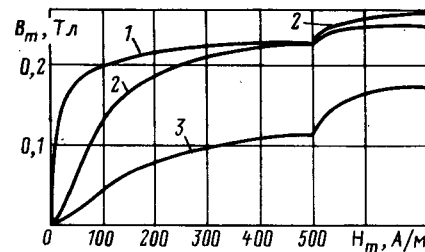
В последние годы в ряде стран (в Нидерландах, ФРГ, Франции, США и др.) появились КЛЛ различной формы и конструкции, которые можно объединить в две группы [6.10].

Первая группа — КЛЛ с внешней оболочкой и встроенным индуктивным ПРА (рис. 6.10). Они состоят из дважды U-образно изогнутой разрядной трубки, которая смонтирована на верхней части круглой металлической панели, вводы которой припаяны к схемным проводам. В средней части панели находится прямоугольное отверстие, в которое вмонтирован индуктивный дроссель, расположенный между изгибами разрядной трубки. Рядом с дросселем установлен бескорпусной стартер. Панель размещена в полном пластмассовом коническом корпусе, на котором закреплен стандартный резьбовой цоколь типа E27. Со стороны разрядной трубки корпус КЛЛ закрыт стеклянным рассеивателем цилиндрической формы (прозрачным или опаловым). В настоящее время выпускаются КЛЛ типа SL мощностью 11, 13, 18 и 25 Вт, эквивалентные по световому потоку лампам накаливания мощностью 40, 60, 75 и 100 Вт соответственно. Световой поток КЛЛ типа SL примерно в 4 раза, а срок службы в 6 раз выше, чем у ламп накаливания, что приводит к существенной экономии электроэнергии.

В связи с малыми размерами КЛЛ при расчете дросселя следует учитывать соображения, приведенные в § 6.5, в части ограничения его поперечного сечения и превышения температуры. При определении значения произведения ($B_m J$) по допустимой области в соответствии с поставленными ограничениями наиболее жестким является ограничение по допустимому превышению температуры, а значения B_m и J выбираются на оси симметрии кривой $P_{др, доп}$ (см. рис. 6.5), где произведение ($B_m J$) имеет максимальное значение.

Вторая группа — КЛЛ без внешней оболочки и с выносным ПРА (рис. 6.11). Такая КЛЛ представляет собой разрядную трубку, которая состоит из двух расположенных параллельно с зазором 2—3 мм прямых частей, соединенных у запаянных концов полым стеклянным каналом. Противоположные концы частей, в которых находятся электродные узлы, смонтированы в специальном двухштырьковом цоколе. Индуктивные дроссели для этих КЛЛ можно устанавливать независимо от них или выполнять в виде адаптера со стандартным ламповым цоколем на одном конце и специальным патроном на другом. Лампы типа PL используются в специально разработанных особо компактных светильниках, их также можно устанавливать во

Рис. 6.13. Кривые намагничивания никель-цинковых ферритов марок: 1—2000НН; 2—600НН; 3—200НН



многих светильниках вместо ламп накаливания. Компактные люминесцентные лампы типа PL выпускаются мощностью 7 и 9 Вт для сети напряжением 120 или 220 В, 11 Вт — для сети напряжением 220 В, укороченная КЛЛ мощностью 13 Вт предназначена для сети напряжением 120 В. Разработанный унифицированный дроссель для ламп мощностью 7, 9 и 11 Вт имеет потери 3—4 Вт. Его рассчитывают с учетом дополнительных ограничений по поперечному сечению и минимуму потерь.

В последние годы появились КЛЛ со встроенным электронным балластом, а также конструкции полупроводниковых ПРА, работающих на повышенных частотах (20—30 кГц). На таких частотах необходимо использовать материалы, обладающие большим электрическим сопротивлением, в целях уменьшения потерь на вихревые токи и установления намагниченности с наибольшей скоростью, так как на высоких частотах резко возрастают удельные потери в стали [6.11] (табл. 6.4).

На рис. 6.12 для примера показана зависимость удельных потерь от амплитуды магнитной индукции железоникелевого сплава марки 50Н при различной частоте [6.11].

Поэтому на частотах порядка десятков килогерц применяются неметаллические магнитные материалы — ферриты, удельное сопротивление которых составляет ($5 \cdot 10^5$ — 10^8) Ом·м, что в 10^5 — 10^{11} раз больше удельного электрического сопротивления железа. На рис. 6.13 приведены кривые намагничивания никель-цинковых ферритов различных марок [6.11].

При расчете высокочастотных дросселей для полупроводниковых ПРА следует учитывать, что расположение воздушного зазора в дросселе должно быть таким, чтобы его поле выпучивания не создавало дополнительных потерь от вихревых токов в обмоточном проводе.

6.7. МЕТОД КОНСТРУКТИВНОГО РАСЧЕТА ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ С РАССЕЯНИЕМ

Широкое распространение для включения разрядных ламп, имеющих повышенное напряжение зажигания, получили транс-

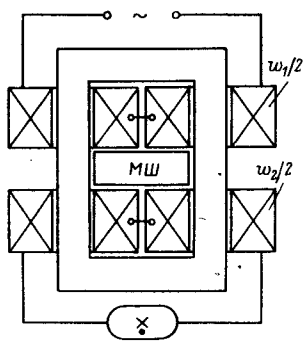


Рис. 6.14. Магнитная система трансформатора с рассеянием на стержневом магнитопроводе с двумя катушками (МШ — магнитный шунт)

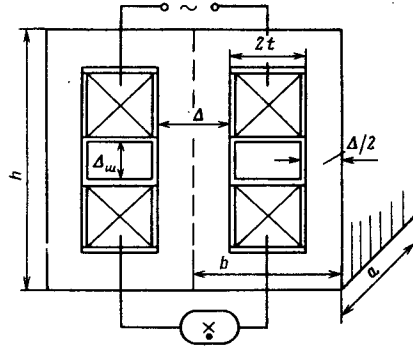


Рис. 6.15. Магнитная система трансформатора с рассеянием на бронеовом магнитопроводе

форматоры и автотрансформаторы с рассеянием, в которых с помощью магнитных шунтов ослабляют магнитную связь между обмотками. Трансформаторы и автотрансформаторы с магнитным шунтом иногда применяются для включения ламп типа ДРЛ и люминесцентных ламп в условиях низких температур. На практике наибольшее распространение получили два варианта конструкции: стержневого типа (П2) с обмотками, имеющими по две катушки, включенные согласно (рис. 6.14), и броневого типа (Ш) с обмотками, расположенными на среднем стержне (рис. 6.15). Первичная обмотка в таком трансформаторе подключается к питающей цепи, а ко вторичной обмотке подключается разрядная лампа.

Для получения оптимальной конструкции трансформатора необходимо минимизировать целевую функцию (массу, стоимость и др.). При этом трансформатор должен удовлетворять следующим ограничениям, определяемым условиями работы ПРА с разрядными лампами.

1. Потери в трансформаторе не должны превышать допустимого значения $P_{тр} \leq P_{тр, доп}$.

2. Превышение температуры обмоток и магнитопровода трансформатора (на высокой частоте) не должно быть больше допустимого значения: $\Delta T_{об} \leq \Delta T_{об, доп}$, $\Delta T_{ст} \leq \Delta T_{ст, доп}$.

3. Для обеспечения надежного зажигания и горения разрядной лампы необходимо, чтобы напряжение холостого хода вторичной обмотки трансформатора было больше напряжения зажигания лампы ($U_{2х} \geq U_3$), а ток вторичной обмотки в рабочем режиме должен быть равен рабочему току лампы ($I_{2ном} = I_{л, ном}$).

4. Для предотвращения превышения температуры обмоток и магнитопровода в пусковом режиме необходимо обеспечить допустимую кратность тока вторичной обмотки трансформатора при ее коротком замыкании:

$$I_{2к} / I_{л, ном} = K_{I2к} \leq K_{I2к, доп} = 1,6 \div 2,0.$$

5. Для обеспечения стабильности и надежности работы лампы при колебаниях напряжения источника питания следует ввести ограничение по нестабильности тока первичной обмотки трансформатора в рабочем режиме при допустимых изменениях напряжения источника питания:

$$I_1 / I_{1ном} = K_{I1} \leq K_{I1, доп} = 1,2 \div 1,5$$

при $U_1 / U_{1ном} = K_{U1} \leq K_{U1, доп} = 0,9 \div 1,1$.

В пусковом режиме трансформатор создает на электродах лампы зажигающее напряжение $U_{2х}$, а после зажигания лампы вторичное напряжение $U_2 = U_{л}$. Выбирая в рабочем режиме равные значения максимальной индукции B_m в магнитопроводе первичной и вторичной обмоток $B_{1м} = B_{2м}$ и равные значения плотности тока обеих обмоток $J_1 = J_2$, получаем для площадей окон первичной и вторичной обмоток:

$$S_{ок1} = S_{ок2}. \quad (6.58)$$

Таким образом, количество независимых параметров, характеризующих конструкцию трансформатора, сокращается до пяти.

По аналогии с дросселем при выполнении заданных ограничений минимум целевой функции обеспечивается выбором оптимальных значений B_m, J и трех безразмерных геометрических коэффициентов, характеризующих соотношение размеров магнитопровода. Тогда все остальные размеры и количество витков могут быть выражены через пять независимых параметров:

$$\left. \begin{aligned} w_1 &= m_k U_1 / 4 K_\phi B_m \Delta^2 f K_3; \\ w_2 &= j \Delta^2 K_m / 2 m_k n_k I; \\ b &= \epsilon_k \Delta; \\ t &= \Delta (\epsilon_k - 1) / 2; \\ h &= \Delta [1 / K_m m_k n_k (\epsilon_k - 1) + 1]. \end{aligned} \right\} \quad (6.59)$$

К этим уравнениям добавляются еще два — для магнитного сопротивления шунта

$$K_{ш} = \frac{J K_m}{2 n_k B_m K_3 \sqrt{1 - \left(\frac{m_k^2 n_k U_1 I_n}{2 K_\phi f J B_m \Delta^4 K_m K_3} \right)^2}} = \frac{S_{ш}}{S_{ст}} \quad (6.60)$$

и коэффициента связи

$$K_{св} = \frac{R_{ш}}{R_{ш} + \rho_{ст} \alpha_{ст}} = \frac{m_k^2 n_k U_{2x} I_n}{2 K_\phi f J B_m \Delta^4 K_m K_s}, \quad (6.61)$$

где $\rho_{ст}$ — удельное магнитное сопротивление стали; $\alpha_{ст}$ — функция геометрических параметров магнитопровода трансформатора.

Из совместного решения (6.60) и (6.61) при $K_{св}=1$ можно найти приближенное значение Δ , которое обычно близко к истинному:

$$\Delta = \sqrt[4]{\frac{m_k^2 n_k U_{2x} I_n}{2 K_\phi f J B_m K_m K_s}}. \quad (6.62)$$

Таким образом, все размеры магнитопровода и катушки можно выразить через пять независимых параметров (m_k , n_k , ϵ_k , B_m , J), и поэтому все экономические показатели трансформатора — объем, масса и стоимость активных материалов — могут быть представлены в виде

$$\Xi = K A (B_m J) \cdot g(m_k, n_k, \epsilon_k). \quad (6.63)$$

Для трансформатора, так же как для дросселя, были рассчитаны [6.12] оптимальные значения коэффициентов m_k , n_k , ϵ_k при фиксированных значениях B_m и J для различных значений

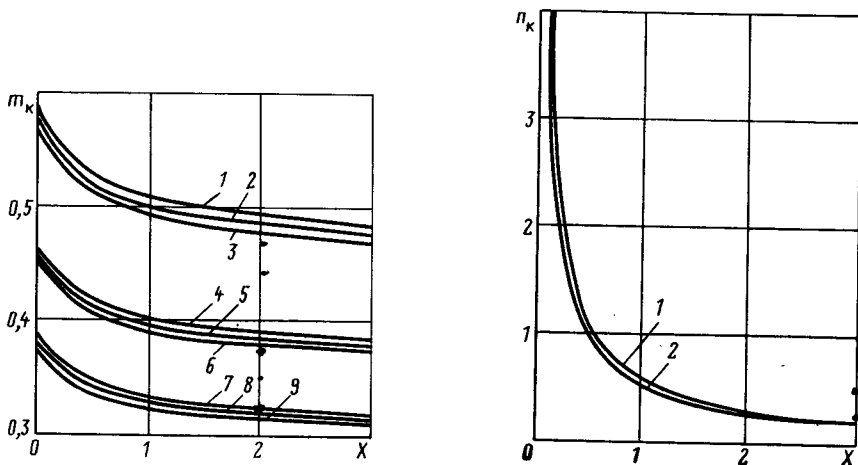


Рис. 6.16. Зависимость коэффициента m_k от параметра минимизации X для трансформатора с рассеянием (магнитопровод типа П2): 1 — $K_{об}=0,4$, $K_{ш}=0,8$; 2 — $K_{об}=0,3$, $K_{ш}=0,8$; 3 — $K_{об}=0,2$, $K_{ш}=0,8$; 4 — $K_{об}=0,4$, $K_{ш}=1,0$; 5 — $K_{об}=0,3$, $K_{ш}=1,0$; 6 — $K_{об}=0,2$, $K_{ш}=1,0$; 7 — $K_{об}=0,4$, $K_{ш}=1,2$; 8 — $K_{об}=0,3$, $K_{ш}=1,2$; 9 — $K_{об}=0,2$, $K_{ш}=1,2$.

Рис. 6.17. Зависимость коэффициента n_k от параметра минимизации X для трансформатора с рассеянием (магнитопровод типа П2): 1 — $K_{об}=0,2$, $K_{ш}=0,8$; 2 — $K_{об}=0,4$, $K_{ш}=1,2$.

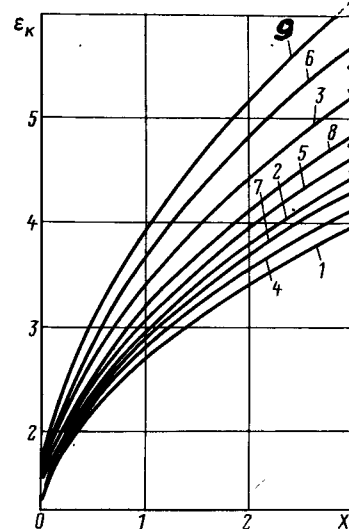


Рис. 6.18. Зависимость коэффициента ϵ_k от параметра минимизации X для трансформатора с рассеянием (магнитопровод типа П2) (спецификация по рис. 6.16)

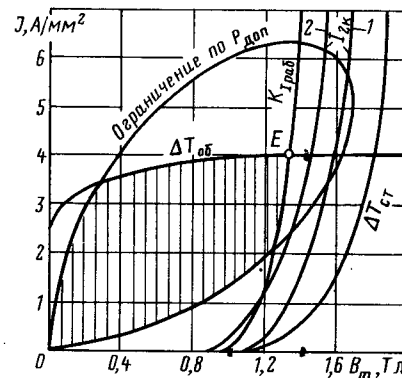


Рис. 6.19. Область допустимых B_m и J для трансформатора к лампе типа ДРИ400: 1 — $S_{ш}=S_{ст}$; 2 — $S_{ш}=0,9 S_{ст}$.

параметра минимизации X и при разных значениях $K_m = K_{об}$ и $K_{ш} = S_{ш}/S_{ст}$, где $S_{ш}$ и $S_{ст}$ — сечения магнитного шунта и стержня магнитопровода (рис. 6.16—6.18).

Для построения области допустимых B_m и J в целях определения оптимальных параметров трансформатора с рассеянием были получены уравнения границ областей допустимых B_m и J для всех поставленных ограничений [(6.4) — (6.6)], которые показаны на рис. 6.19 для трансформатора к лампе ДРИ400. Из рис. 6.19 видно, что наиболее жесткими являются ограничения по допустимой температуре обмотки $\Delta T_{об}$ и $K_{I_{раб}}$. В то же время при $S_{ст}=S_{ш}$ ($K_{ш}=1$) (рис. 6.19, кривая 1) ограничение по вторичному току короткого замыкания $I_{2к}$ менее жестко, чем ограничение по $K_{I_{раб}}$. Поэтому без ущерба для характеристик трансформатора возможно некоторое снижение сечения шунта (рис. 6.19, кривая 2). Оптимальное сечение шунта $S_{ш}$ соответствует пересечению кривых, соответствующих ограничениям по $I_{Iк}$ и $K_{I_{раб}}$ в оптимальной точке E .

Затем по коэффициентам m_k , n_k , ϵ_k и оптимальным значениям B_m и J рассчитывают все размеры трансформатора с рассеянием и его экономические параметры. На этом заключительном этапе определяют значение зазора в магнитном шунте, обеспечивающее заданный рабочий ток лампы. При расчете размеров воздушного зазора следует учитывать проводимости рассеяния и выпучивания магнитного потока в зоне шунта,

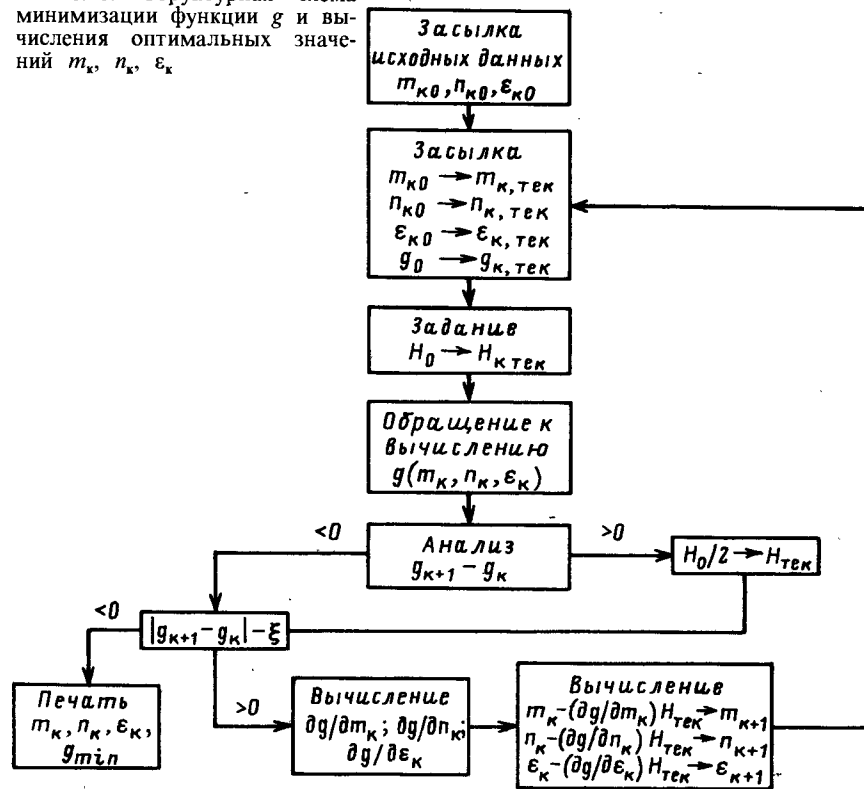
влияние которых заметно сказывается при больших сопротивлениях шунта $R_{ш}$. В [6.13] показано, что сопротивление рассеяния обмоток необходимо учитывать при мощности $P_d > 400$ Вт. При меньших мощностях эти сопротивления на два порядка больше магнитного сопротивления шунта $R_{ш}$. На основе расчета проводимостей по зависимости $R_{ш} = f(I_B)$ может быть определен воздушный зазор l_a . С увеличением мощности и напряжения на вторичной обмотке трансформатора воздушный зазор растет. Наличие ферромагнитного корпуса ПРА приводит к росту воздушного зазора магнитного шунта в 1,4—1,6 раза по сравнению с открытой конструкцией, что объясняется влиянием потока рассеяния в корпусе трансформатора.

Метод расчета трансформатора с магнитным шунтом был распространен и на автотрансформаторы с полным или частичным включением первичной обмотки [6.14—6.17], которые целесообразно использовать в схемах включения разрядных ламп при относительно небольших кратностях превышения напряжения холостого хода над напряжением источника питания ($U_{2x}/U_1 \leq 1 \div 2$). При этом цепь с автотрансформатором заменяется схемой с эквивалентным трансформатором и эквивалентной лампой, так что все основные соотношения, полученные для трансформатора с магнитным шунтом, становятся пригодными и для автотрансформатора. Следует отметить, что при расчете трансформатора и автотрансформатора с магнитными шунтами, так же как при расчете дросселя, могут учитываться дополнительные ограничения по применению унифицированных пластин, типовых магнитопроводов и т. д.

6.8. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ m_k, n_k, ϵ_k С ПОМОЩЬЮ ЭВМ

Минимизация множителя g может быть проведена независимо от электрических параметров ПРА при сравнительно слабых ограничениях только по физической реализуемости, т. е. $m_k > 0, n_k > 0, \epsilon_k > 1$. При минимизации методом градиента в каждой точке поиска K определяют $\text{grad} g$ и делают «шаг» в направлении, противоположном направлению градиента. В новой точке $K+1$ снова определяют градиент и т. д. В каждой новой точке необходимо проверять условие убывания функции, т. е. $g_{K+1} < g_K$. Если это условие не выполняется, то «шаг» уменьшают и точку $K+2$ берут ближе к точке K на направлении $\text{grad} g$. Решение проводится с постоянным шагом H_0 , который уменьшают каждый раз, как только функция g начинает возрастать. Эта процедура продолжается до тех пор, пока значение функции станет неизменным при уменьшении шага. Считается, что $g(m_k, n_k, \epsilon_k)$ является решением, если выполняется неравенство $|g_{K+1}(m_k, n_k, \epsilon_k) - g_K(m_k, n_k, \epsilon_k)| \leq \xi$, где ξ — заданная точность вычислений. Структурная схема программы, реализующей описанный выше процесс вычислений, приведена на рис. 6.20. На первом этапе происходит загрузка исходных данных $K_m, K_n, X, m_{k0}, n_{k0}, \epsilon_{k0}, g_0$ и начального шага H_0 . После

Рис. 6.20. Структурная схема минимизации функции g и вычисления оптимальных значений m_k, n_k, ϵ_k



обращения к вычислению функции $g(m_k, n_k, \epsilon_k)$ проверяется условие убывания функции. Если это условие не выполняется $|g_{K+1} > g_K|$, то шаг H_0 уменьшается и вся программа повторяется, а если выполняется, то происходит сравнение $|g_{K+1} - g_K| \leq \xi$. При невыполнении этого условия вычисляют частные производные, находят направление градиента и полученные координаты новой точки снова засылают в рабочие ячейки и цикл повторяют. Если условие $|g_{K+1} - g_K| \leq \xi$ выполняется, то результаты выводятся на печать и проводится аналогичный расчет при новых значениях K_m, K_n и X . Результаты расчета приведены на рис. 6.21—6.24.

При изготовлении дросселя не всегда возможен точный выбор оптимальных значений m_k, n_k, ϵ_k . Поэтому на рис. 6.21—6.24 нанесены предельные значения $m_{k,пр}, n_{k,пр}, \epsilon_{k,пр}$, при которых изготовленный дроссель будет отличаться от оптимального на 3%, если только один параметр m_k, n_k или ϵ_k отличается от оптимального. На рис. 6.21—6.24 видно, что соотношения размеров оптимального дросселя не зависят от его полной мощности $U_{др} I$, заданных значений B_m и J . Приведенные зависимости $m_{k,опт}, n_{k,опт}, \epsilon_{k,опт}$ от X позволяют рассчитать размеры оптимальных дросселей, выполненных из различных марок электротехнических сталей и других материалов с использованием медного, алюминиевого и других проводов.

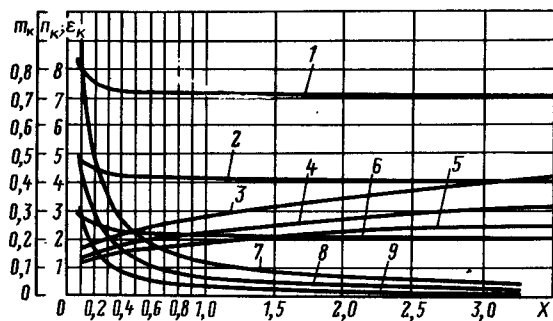


Рис. 6.21. Зависимости коэффициентов m_k , n_k , ϵ_k для дросселя с магнитопроводом типа П2:
1— $m_{k,пр}$; 2— $m_{k,онт}$; 3— $\epsilon_{k,пр}$; 4— $\epsilon_{k,онт}$; 5— $\epsilon_{k,пр}$; 6— $m_{k,пр}$; 7— $n_{k,пр}$; 8— $n_{k,онт}$; 9— $n_{k,пр}$

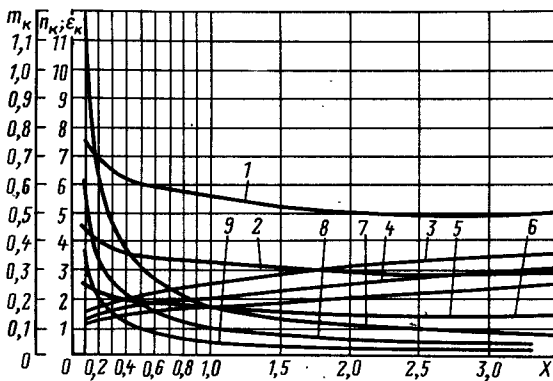


Рис. 6.22. Зависимости коэффициентов m_k , n_k , ϵ_k для дросселя с магнитопроводом типа П1 (спецификация по рис. 6.21)

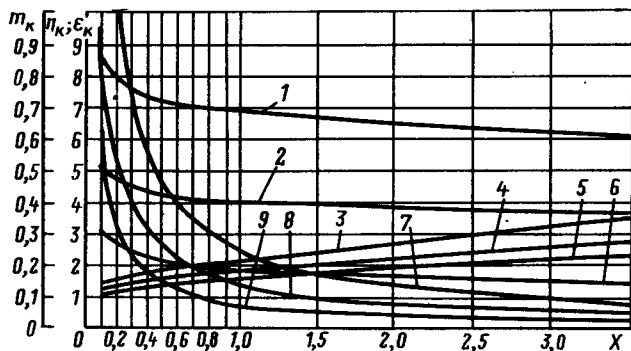


Рис. 6.23. Зависимости коэффициентов m_k , n_k , ϵ_k для дросселя с магнитопроводом типа Ш (спецификация по рис. 6.21)

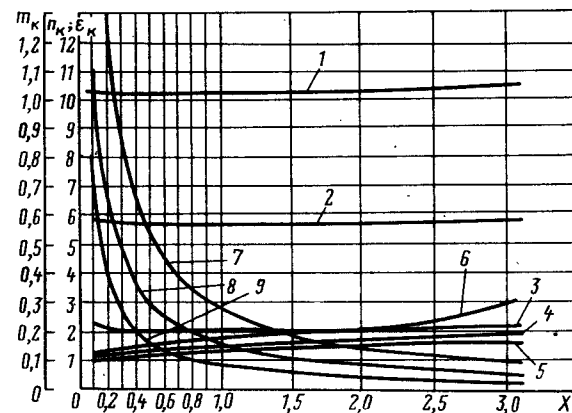


Рис. 6.24. Зависимости коэффициентов m_k , n_k , ϵ_k для сборно-стержневого дросселя (спецификация по рис. 6.21)

6.9. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ДРОССЕЛЕЙ С ПОМОЩЬЮ ЭВМ

На основе конструктивного расчета дросселей, изложенного в [6.18], разработана программа ДРОСЛ, предназначенная для индуктивных, емкостных и компенсированных ПРА для разрядных ламп. Программа составлена на языке ФОРТРАН и применяется на ЭВМ «Минск-32» и серий ЕС-1022, ЕС-1033 и др. Алгоритм расчета, основанный на методе динамического программирования, позволяет определить конструктивные и экономические показатели ПРА на П-образном магнитопроводе с одной и двумя катушками, на Ш-образном и сборно-стержневом магнитопроводе. Его можно использовать для расчета ПРА на ленточном магнитопроводе. Метод расчета применим к аппаратам открытого и закрытого исполнений, а также дает возможность рассчитывать балласты при использовании медного и алюминиевого обмоточного проводов, при работе на промышленной или повышенной частоте, в широком диапазоне мощностей разрядных ламп. Метод позволяет согласовать ограничения, накладываемые на различные параметры дросселя, оценить их влияние на его стоимость.

Программа ДРОСЛ доведена до уровня сервисной программы, в которой наряду с исходными данными на печатающее устройство выводятся результаты расчетов, сведенные в таблицу (ширина стержня, толщина набора, ширина окна, диаметр провода, число витков, число слоев и т. д.). Одновременно на печать выводятся все экономические показатели (массы стали и провода, потери в стали и обмотке и т. д.). Программа позволяет одновременно рассчитывать 12 вариантов дросселей

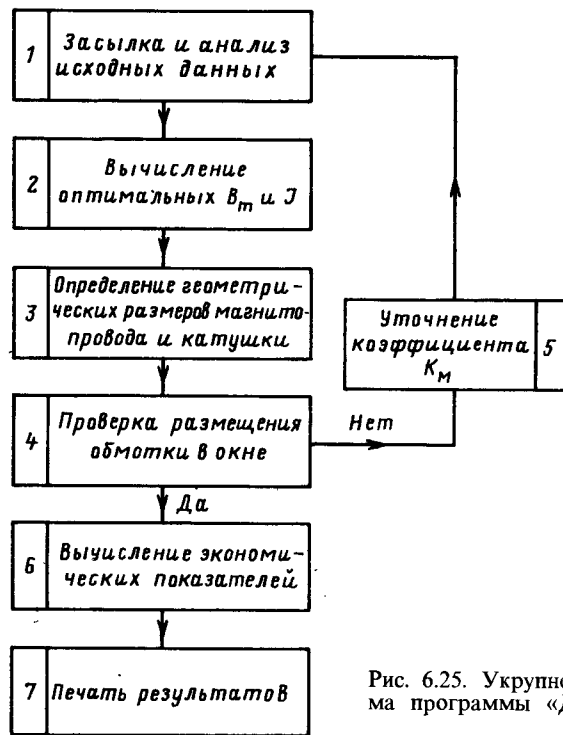


Рис. 6.25. Укрупненная структурная схема программы «ДРОСЛ»

при различных исходных данных. Время расчета зависит от количества вариантов и типа машины (для ЭВМ «Минск-32» оно не превышает 3—5 мин).

Укрупненная структурная схема программы ДРОСЛ показана на рис. 6.25. Блок 2 выделен в отдельную подпрограмму ОПТИМ, блоки 4 и 5 — в подпрограмму ВСТАВ. Полная структурная схема подпрограммы ОПТИМ показана на рис. 6.26. Подпрограмма обеспечивает расчет оптимальных значений V_m и J при заданных исходных параметрах и значениях коэффициентов m_k , n_k , ε_k . В программе реализуется алгоритм, основанный на сечении области допустимых V_m и J прямыми $V_m = \lambda J$ (рис. 6.27). Такие сечения начинаются с начального значения λ_0 , и в точках пересечения 1—4 определяются значения J . Для точки, в которой значение J минимально, определяется и запоминается произведение $(V_m J)_0$. Затем коэффициент λ_0 увеличивается на $\Delta\lambda$ ($\lambda = \lambda_0 + \Delta\lambda$), и вычисляется новое значение $(V_m J)_1$. Если $(V_m J)_1 > (V_m J)_0$, то λ_1 увеличивается на $\Delta\lambda$ ($\lambda_2 = \lambda_1 + \Delta\lambda$), и процесс повторяется. Вычисления повторяются до тех пор, пока значение $(V_m J)_k$ не начнет уменьшаться: В соответствии с рис. 6.27 $(V_m J)_{k+1} < (V_m J)_k$. При этом от λ_{k+1} отнимается $2\Delta\lambda$ и расчет проводится с меньшим

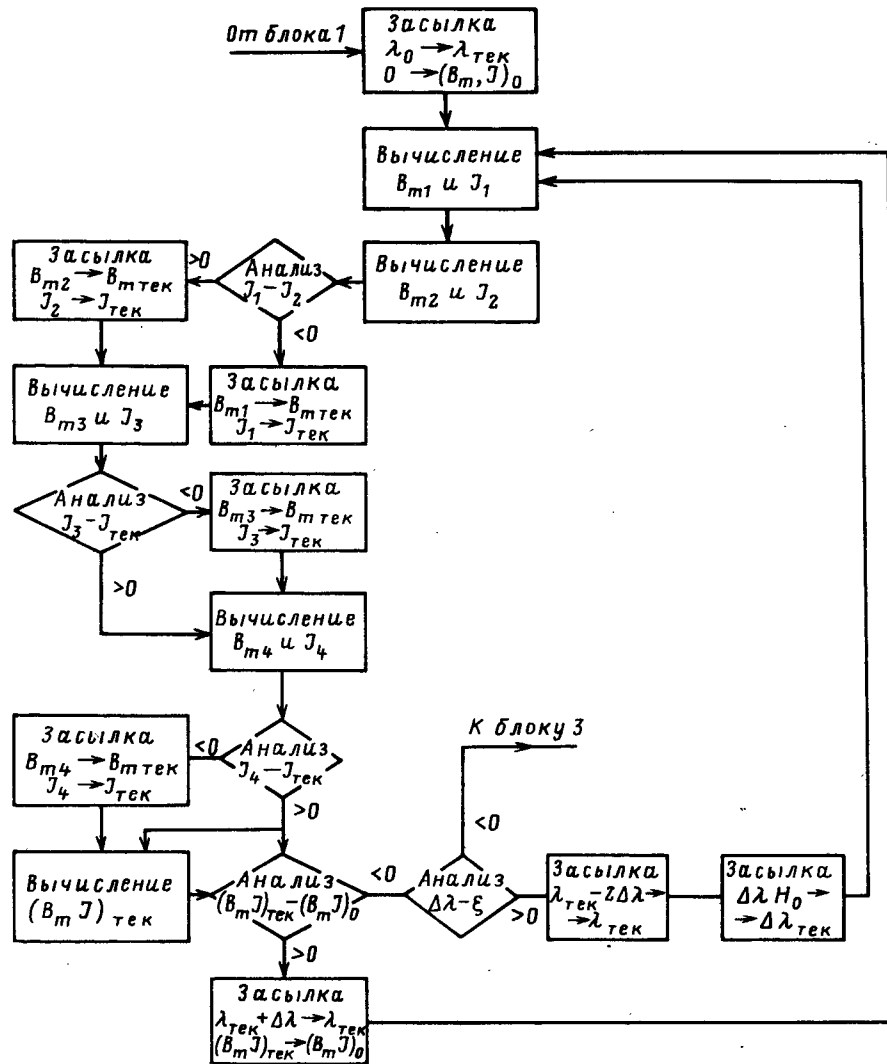


Рис. 6.26. Структурная схема подпрограммы «ОПТИМ» для расчета V_m и J

шагом $\Delta\lambda/10$. Расчет заканчивается, когда шаг $\Delta\lambda/10^n < \xi$. Значение ξ выбрано таким, что погрешность определения в самом неблагоприятном случае не превышает 0,1%.

В блоке 3 проводится расчет геометрических размеров магнитопровода и катушки, числа витков и диаметра провода. Затем в блоках 4 и 5 (подпрограмма ВСТАВ) уточняется

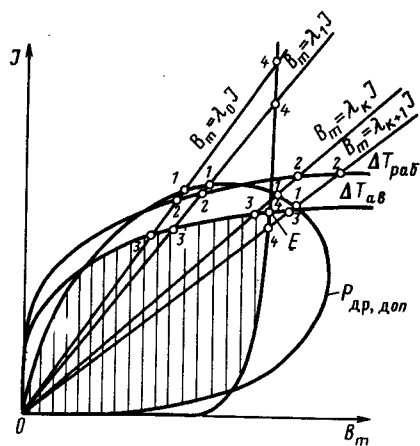


Рис. 6.27. Область допустимых значений и определение оптимальных B_m и J

коэффициент K_m . Для этого по заданным толщинам каркаса и межслоевой изоляции, технологическому зазору и рассчитанному диаметру провода (с учетом толщины его изоляции и округления в соответствии с имеющимся сортаментом проводов) определяется расчетная площадь окна $S_{ок, расч}$. Если $S_{ок, расч}$ находится в пределах $0,95 \leq S_{ок, расч} / S_{об} K_m \leq 1,05$, то вычисляются экономические показатели дросселя и печатаются результаты. При невыполнении указанного неравенства рассчитывается уточненное значение K_m и весь расчет повторяется.

6.10. ПРОЕКТИРОВАНИЕ УНИФИЦИРОВАННЫХ РАЗМЕРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ РЯДОВ ПРА

В связи с массовым выпуском ПРА для разрядных ламп актуальной задачей является проектирование размерно-параметрического ряда или унифицированной серии ПРА к разрядным лампам различной номинальной мощности. Выпуск серий ПРА позволяет уменьшить количество единиц технологической оснастки, сократить затраты на внедрение изделий и время подготовки производства.

При разработке унифицированного ряда ПРА следует учитывать, что унификация может охватывать лишь определенный набор условий. При унификации внутри серии наибольший эффект дает унификация размеров пластин магнитопровода, что позволяет существенно уменьшить количество дорогостоящей оснастки, предназначенной для штамповки электротехнической стали. Такая унификация предусматривает максимальное сокращение числа различных типов пластин магнитопровода и изготовление дросселей для ламп различной мощности на

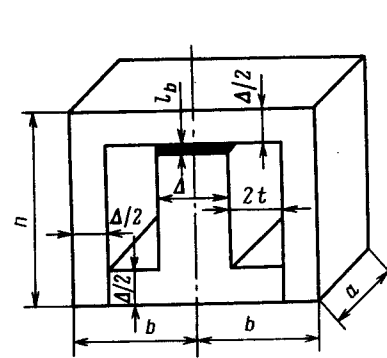


Рис. 6.28. Конструкция магнитопровода из П-образных и Т-образных пластин

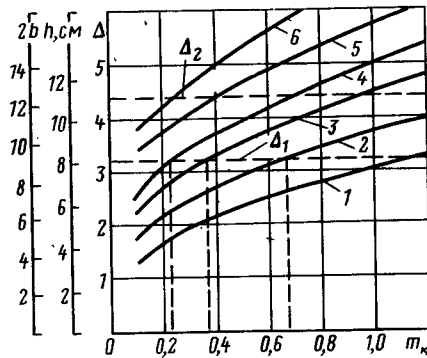


Рис. 6.29. Зависимость основных геометрических размеров магнитопровода от коэффициента m_k унифицированной серии ПРА к лампам типа ДРЛ мощностью, Вт:

1—80; 2—125; 3—250; 4—400; 5—700; 6—1000 ($\Delta T_{раб} = 55^\circ \text{C}$; $\Delta T_{ан} = 110^\circ \text{C}$; $\epsilon_k = 1,4$; $L_1/L_2 \approx 1,1$)

унифицированных магнитопроводах, отличающихся только толщиной набора пакета.

Расчет унифицированных серий, базирующийся на алгоритме расчета дросселя (рис. 6.26), предусматривает следующие основные этапы [6.19]:

- 1) выбор типа магнитопровода и определение границ варьирования его размеров;
- 2) расчет серии дросселей при допустимых вариациях размеров магнитопровода;
- 3) определение допустимых размеров унифицированных пластин магнитопровода;
- 4) выбор оптимального набора пластин для изготовления серии унифицированных ПРА.

С учетом вышеизложенного в 70-х годах был проведен расчет унифицированной серии индуктивных ПРА для ламп типа ДРЛ мощностью 80—1000 Вт. В серию входило шесть ПРА для нормальной окружающей температуры ($T_{окр} = 35^\circ \text{C}$; $\Delta T_{раб} = 75^\circ \text{C}$; $\Delta T_{ан} = 135^\circ \text{C}$) и шесть ПРА для работы при повышенной окружающей температуре ($T_{окр} = 55^\circ \text{C}$; $\Delta T_{раб} = 55^\circ \text{C}$; $\Delta T_{ан} = 110^\circ \text{C}$). Мощность ламп 80, 125, 250, 400, 700 и 1000 Вт.

Был использован магнитопровод броневого типа, состоящий из П-образных и Т-образных пластин с внутренним зазором (рис. 6.28). Такой тип магнитопровода отличается высокой жесткостью конструкции, малой вибрацией и пониженным

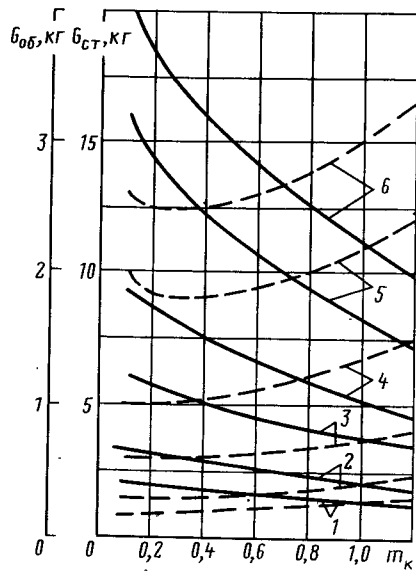
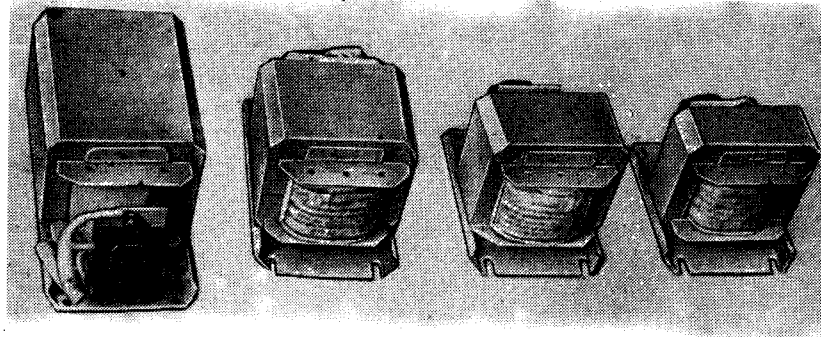


Рис. 6.30. Зависимость расхода стали и обмоточного провода от коэффициента m_k унифицированной серии ПРА к лампам типа ДРЛ:
— $G_{ст}$; — — — $G_{об}$
(спецификация по рис. 6.29)

Рис. 6.31. Унифицированный ряд ПРА для разрядных ламп мощностью 80—400 Вт



уровнем шума, благодаря чему он получил широкое распространение в мировой и отечественной практике.

В качестве основных были выбраны следующие параметры магнитопровода: отношение ширины к высоте пластины $L_1/L_2=2b/h$ с пределом варьирования 1,0—1,1; коэффициенты $\varepsilon_k=b/\Delta$ с пределом варьирования 1,4—1,75 и $m_k=\Delta/a$ с пределом варьирования 0,1—1,2. Общее количество вариантов с учетом мощности лампы и допустимого превышения температуры составило 360. Для всех значений мощности лампы и превышения температуры были определены исходные данные: $U_{др}$, I , $\alpha_{эф,раб}$, $\alpha_{эф,ав}$, $\rho_{об}$, $\rho_{1,0/f}$, $P_{др,доп}$ и др. Все 360 вариантов дросселей были рассчитаны на ЭВМ БЭСМ-6 по программе ДРОСЛ [6.20]. По результатам расчета были построены зависимости $\Delta=f(m_k)$ для различных значений мощности лампы $P_{л}$, превышения температуры ΔT , отношения L_1/L_2 и $\varepsilon_k=b/\Delta$.

Некоторые из них показаны на рис. 6.29. Там же дано сечение полученных кривых прямыми $\Delta_1=3,2$ см и $\Delta_2=4,4$ см. Как видно из рис. 6.29 первая прямая пересекает кривые, соответствующие $P_{л}$ равной 80, 125, 250 и 400 Вт, что свидетельствует о возможности изготовления дросселей к лампам указанных мощностей с пластинами шириной $\Delta_1=3,2$ см. Пластины с $\Delta_2=4,4$ см могут быть использованы для дросселей к лампам мощностью 250, 400, 700 и 1000 Вт. По точкам пересечения определялись значения коэффициента m_{ki} для всех типов дросселей и значения основных экономических показателей ($G_{ст}$, $G_{об}$, $Z_{ст}$, $Z_{об}$). Зависимости масс стали и обмотки от коэффициента m_k для некоторых типов дросселей показаны на рис. 6.30. Расход материалов рассчитывался исходя из массового выпуска ПРА. Анализ показал, что варианты расчета при $\varepsilon_k=1,4$ обеспечивают меньший расход материалов, который достигается при $\Delta_1=3,2$ см для ПРА к лампам мощностью 80—400 Вт и $\Delta_2=4,4$ см для мощностей 700 и 1000 Вт. После определения размеров пластин и коэффициентов m_k , n_k , ε_k для всех типов дросселей проводился уточненный расчет и определялись все параметры дросселей унифицированной серии, которые приведены в табл. 6.4.

Таблица 6.4. Параметры дросселей унифицированной серии к лампам типа ДРЛ

Тип дросселя	Δ_1 , мм	L_1 , мм	L_2 , мм	a , мм	$G_{ст}$, кг	$G_{об}$, кг	$P_{др}$, Вт
ДБИ-80	24	80	80	30	0,98	0,20	13,5
ДБИ-125	24	80	80	50	1,42	0,28	15,0
ДБИ-250	24	80	80	80	3,10	0,55	20,0
ДБИ-400	24	80	80	130	4,56	0,84	26,0
ДБИ-700	50	140	130	60	6,50	1,25	38,5
ДБИ-1000	140	140	130	90	9,10	1,70	45,0

На рис. 6.31 показан унифицированный ряд ПРА с пластинами шириной $\Delta_1=3,2$ см для разрядных ламп мощностью 80—400 Вт.

Глава седьмая

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ, КОНСТРУКТИВНЫХ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПРА

7.1. ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ МОДЕЛЬ РАЗРЯДНОЙ ЛАМПЫ

Методы измерения параметров электромагнитных ПРА определены в ГОСТ 16809-78, Публикациях МЭК № 82 и 262,

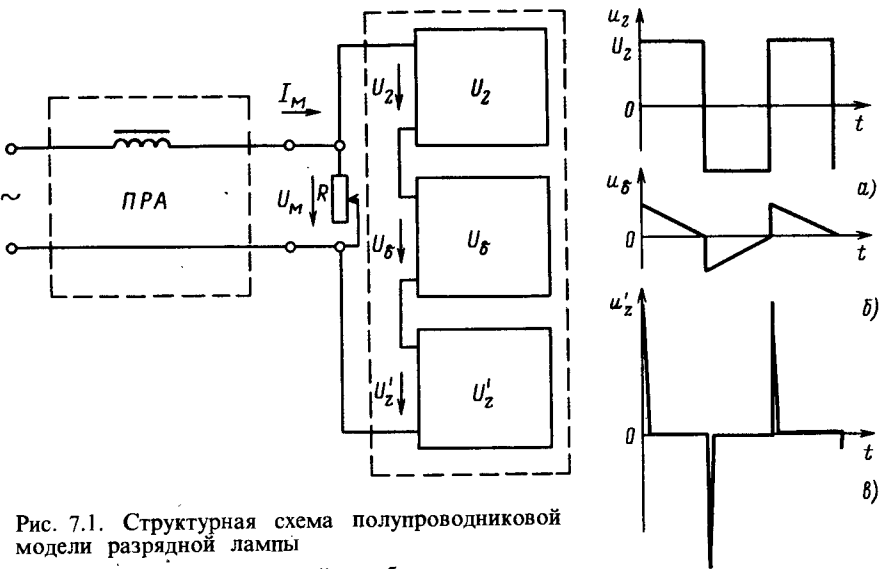


Рис. 7.1. Структурная схема полупроводниковой модели разрядной лампы

Рис. 7.2. Форма напряжений на блоках модели

СТ СЭВ 1654-79. Для полупроводниковых ПРА они изложены в Публикации МЭК № 458 и в [7.1, 7.2]. В настоящей главе рассмотрены лишь более сложные методы и приборы для измерения параметров ПРА и разрядных ламп, определения основных конструктивных и технологических коэффициентов, которые пока еще не нашли широкого практического использования и применяются в лабораториях.

К этим методам, которые могут считаться перспективными, относятся измерения электрических параметров ПРА с полупроводниковой моделью разрядной лампы, измерение электрических параметров разрядных ламп интервальным методом и измерение акустических характеристик ПРА с помощью генератора «белого шума», определение основных конструктивных и технологических коэффициентов электромагнитных ПРА.

Трапецеидальная аппроксимация динамических вольт-амперных характеристик разрядных ламп легла в основу их полупроводниковой модели. Модель можно использовать для проведения точных измерений электрических режимов в цепях с разрядными лампами и для уточнения электрических параметров самих ламп.

Разработанная полупроводниковая модель состоит из трех блоков (рис. 7.1). Форма напряжения на блоках показана на рис. 7.2. Как видно, блок U_2 формирует прямоугольное напряжение с амплитудой U_2 (рис. 7.2, а); блок U_δ формирует треугольное напряжение u_δ с амплитудой $U_1 - U_2$ (рис. 7.2, б) так, что их

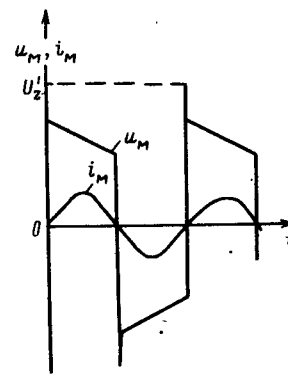


Рис. 7.3. Форма напряжения и тока модели при работе без пауз тока

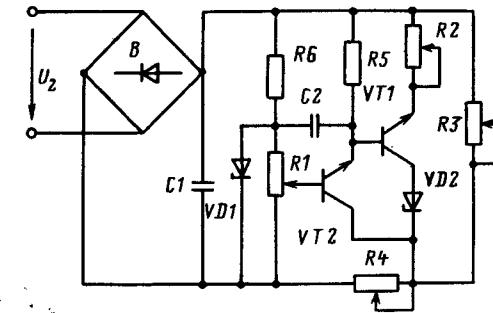


Рис. 7.4. Упрощенная схема блока U_2

суммарное напряжение имеет трапецеидальную форму с относительным спадом δ . Блок U'_z работает как безынерционный переключатель, формирующий импульсы переза зажигания с амплитудой U'_z (рис. 7.2, в). Форма напряжения модели u_M при работе на синусоидальном токе i_M показана на рис. 7.3.

Модель является пассивной, напряжения на ее блоках формируются протекающим по ней током i_M , поэтому дополнительной фазировки напряжений на блоках модели не требуется.

Упрощенная схема блока U_2 приведена на рис. 7.4. Формирование динамической вольт-амперной характеристики блока осуществляется мостовым выпрямителем B и накопительным конденсатором C_1 . Статическая характеристика блока U_2 формируется усилителем на транзисторах $VT1$ и $VT2$; отрицательный наклон характеристики обеспечивается применением обратной связи по току. Напряжение обратной связи образуется на резисторе R_4 .

Упрощенная схема блока U_δ показана на рис. 7.5. На цепочке $R1, R2, R3, C1, C2$ из прямоугольного напряжения формируется пилообразное напряжение, которое через разделительный трансформатор T и цепи формирования постоянных составляющих подается на эмиттерные повторители на транзисторах $VT1$ и $VT2$. Диоды $VD1$ и $VD2$ шунтируют соответствующие повторители при протекании обратного тока. Амплитуда пилообразного напряжения регулируется переменным резистором $R2$.

На рис. 7.6 приведена схема блока U'_z для симметричного режима (рис. 7.6, а) и несимметричного режима при одном дезактивированном электроде лампы (рис. 7.6, б). Основным элементом схемы тиристор VT , ток в цепи управления которого регулируется при помощи переменного резистора R .

Полупроводниковая модель обеспечивает плавную регулировку напряжения в пределах от 50 до 120 В при рабочих

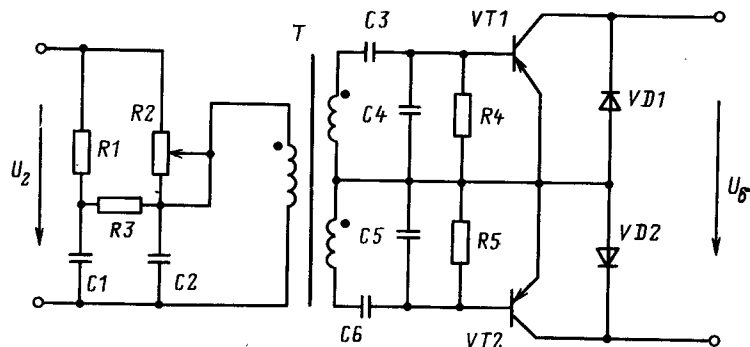


Рис. 7.5. Упрощенная схема блока U_δ

тока от 0,2 до 1 А. Регулировка остальных параметров осуществляется в пределах $\delta = +0,3 \div -0,3$; $\rho = +0,3 \div -0,3$; $U'_z = 50 - 1000$ В. Модель обеспечивает настройку на параметры номинальных люминесцентных ламп мощностью 20, 30, 40, 65 и 80 Вт. Точная настройка модели определяется по наилучшему совпадению четырех параметров: мощности лампы P_λ , тока лампы I_λ и напряжений на лампе U_λ и на дросселе $U_{др}$ при работе лампы и модели с образцовым измерительным дросселем в номинальном режиме и при отклонениях питающего напряжения $\pm 10\%$. В наихудшем случае погрешность настройки не превышает $\pm 2,5\%$, а при номинальном напряжении питания $\pm 1\%$.

Повышение точности настройки в номинальной точке и при отклонении напряжения питания достигается обеспечением конечной скорости нарастания напряжения при изменении направления тока. Для этого в схеме предусмотрен шунтирующий резистор R (см. рис. 7.1). Изменением сопротивления резистора R регулируется время нарастания и спада напряжения на модели, т. е. удается приблизиться к четырехугольной аппроксимации напряжения. В этом случае можно настроить модель практически точно на параметры лампы.

Полупроводниковая модель оказалась полезной при измерении и контроле параметров ПРА, так как по сравнению с номинальными лампами обеспечивается лучшая временная и температурная стабильность параметров, постоянная готовность к работе, лучшее воспроизведение измерений.

Осциллограммы тока и напряжения модели и общий вид модели приведены на рис. 7.7 и 7.8.

Модель использовали для определения коэффициента спада напряжения горения δ . Для этого настраивали на параметры конкретной номинальной лампы, которые брали из протоколов испытаний ПРА. При наилучшем совпадении параметров

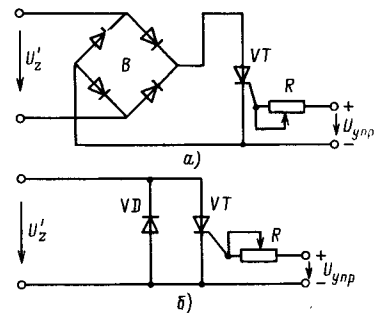


Рис. 7.6. Схемы блока U'_z :
а — для симметричного режима; б — для несимметричного режима при одном деактивированном электроде лампы ($U_{упр}$ — управляющее напряжение)

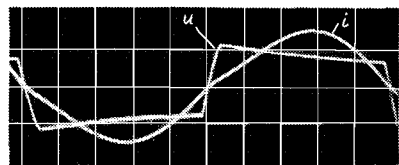


Рис. 7.7. Осциллограммы напряжения и тока модели при включении с ДОО-40/220 ($f = 50$ Гц, $M_U = 100$ В/дел, $M_I = 0,5$ А/дел)

лампы и модели измеряли амплитуду напряжения U_δ и рассчитывали коэффициент δ . Средние значения коэффициента $\delta_{ср}$ и среднеквадратичные отклонения σ_δ для номинальных люминесцентных ламп приведены в табл. 2.3.

При определении δ для ламп типов ДРЛ и ДРИ, у которых рабочий ток превышает ток модели, могут вводиться коэффициенты пересчета $K_I = I_\lambda / I_m$, $K_P = P_\lambda / P_m$ и $K_Z = Z_\lambda / Z_m$. Однако, в этом случае модель можно использовать только для исследования моделей схем ПРА, а не для контроля параметров ПРА для этих ламп.

7.2. ИНТЕРВАЛЬНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПЛАЗМЫ ГАЗОВОГО РАЗРЯДА

Суть измерения параметров плазмы разрядных ламп интервальным методом состоит в следующем [7.3]. Создается начальный режим работы лампы, характеризуемый определен-



Рис. 7.8. Общий вид электронной модели люминесцентной лампы

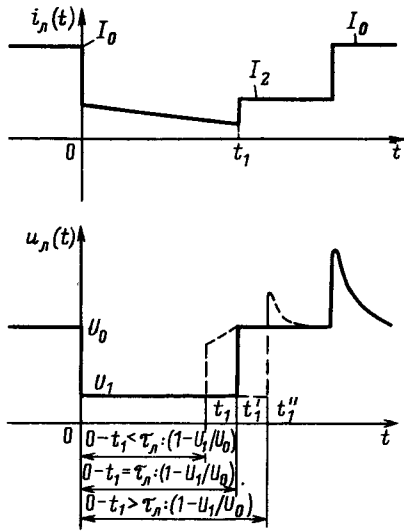


Рис. 7.9. Форма тока $i_n(t)$ и напряжения $u_n(t)$ на люминесцентной лампе при определении τ_n интервальным методом

ным набором заданных параметров (I_0 , U_0 , P_0 и т. д.), и формируется конечный режим, имеющий другой набор параметров (U_2 , I_2 , P_2 и т. д.). При этом отдельные параметры могут быть равными начальным (например, $U_2 = U_0$), другие же получают значения, отличающиеся от начальных в строго определенное число раз (например, в $\sqrt{e}$, e , e^2 и т. д.). И, наконец, между начальным и конечным режимами лампы в интервале $0-t_1$ (рис. 7.9) создается третий промежуточный режим с параметрами I_1 , U_1 , P_1 и т. д., который является исследуемым. Изменяя длительность интервала $0-t_1$, можно добиться того, чтобы испытываемая система переходила из исследуемого состояния в конечное без переходного процесса.

Естественно, что интервальный метод применим для исследования инерционных параметров разряда, которые имеют выраженные временные зависимости. Метод использовался для определения электрической проводимости ламп низкого и высокого давления, а также времени деионизации плазмы τ_n и функции ионизации $M_1(U_n)$.

Для оценки времени деионизации плазмы τ_n создавался начальный режим с параметрами I_0 , U_0 . Конечный режим имел $I_2 = I_0/e$, т. е. $I_2 \approx I_0/2,72$; $U_{n2} = U_0$. Между этими режимами в течение интервала $0-t_1$ (рис. 7.9) фиксировалось постоянное напряжение U_1 . В интервале $0 \leq t \leq t_1$ приведенная проводимость лампы g_n изменялась по экспоненциальному закону:

$$g_n = g_0 \exp [t/\tau_n (U_1/U_0 - 1)] \quad (7.1)$$

и в момент времени $t=t_1$ напряжение на лампе

$$u_n(t_1) = \frac{I_2(1-K_1)}{g_0 \exp [t_1/\tau_n (U_1/U_0 - 1)] - I_2 K_1 / U_0}. \quad (7.2)$$

Легко заметить, что при $I_0/I_2 = e \approx 2,7$ и $t_1 = \tau_n / (1 - U_1/U_0)$

напряжение на лампе устанавливается без переходного процесса: $U_n(t_1) = U_0$. При $t_1 > \tau_n / (1 - U_1/U_0)$ или $t_1 < \tau_n / (1 - U_1/U_0)$ возникает характерный переходный процесс (рис. 7.9). Если напряжение на лампе U_1 в течение интервала $0-t_1$ равно нулю ($U_1 = 0$), то время деионизации равно длительности интервала $\tau_n = t_1$. Аналогично находится нелинейная функция $M_1(U_1)$, значения которой определяют скорость изменения электрической проводимости плазмы.

Электрическая проводимость разрядного промежутка равна

$$dg_n/dt = M_1(U_n) g_{n0}. \quad (7.3)$$

После простейших преобразований получаем

$$g_n(t) = g_0 e^{\int M_1(U_n) dt} \quad (7.4)$$

Из (7.4) следует, что для нахождения электрической проводимости лампы в момент времени t необходимо знание функций вида $M_1(U_n)$. Прямое определение функции $M_1(U_n)$ проводилось интервальным методом, как и постоянной времени деионизации τ_n .

В момент времени $t=t_1$

$$u_n(t) = \frac{I_2(1-K_1)}{g_0 \exp [M_1(U_1)t] - I_2 K_1 / U_0}. \quad (7.5)$$

Если $I_0/I_2 = e$, $t_1 = 1/M_1(U_1)$, то напряжение на лампе равно $u_n(t_1) = U_0$ и изменится скачком от U_1 до U_0 без переходного процесса. Фиксируя длительность, при которой происходит этот скачок, можно определить значение функции $M_1(U_1) = 1/t_1$.

Для создания импульса тока был разработан импульсный генератор тока, упрощенная структурная схема которого приведена на рис. 7.10 [7.4]. Как видно, постоянный ток I_1 создается выпрямителем B и может регулироваться изменением сопротивления токоограничивающего резистора R . Для динамической стабильности тока I_1 последовательно с R включен дроссель D с высоким коэффициентом самоиндукции ($L > 10$ Гн) и малой межвитковой емкостью. Модуляция постоянного тока I_1 осуществляется с помощью электронных ключей ЭК1 и ЭК2, состоящих из пяти пентодов типа 6П20С. В открытом состоянии ток ключа равен I_k , при закрытом ток пентода снижается до нуля. Амплитуда тока ключей регулируется изменением напряжения источников питания ИП1 и ИП2. Генераторы импульсов ГИ1 и ГИ2 служат для периодической коммутации ключей по заданной программе.

Напряжения $u_n(t)$ и $u = i_n(t) R_{изм}$ подавались на двухлучевой осциллограф. Измерение параметров импульсов тока проводилось амперметром A , импульс перенапряжения измеряли

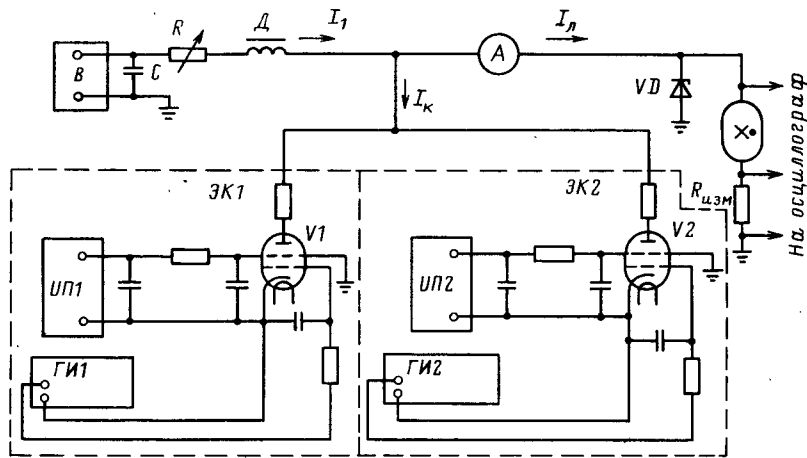


Рис. 7.10. Упрощенная структурная схема импульсного генератора тока

импульсным вольтметром. Генератор импульсов обеспечивал токи 0,05—1,2 А, глубину модуляции 0—100%, фронт нарастания тока 0,2—100 мкс в зависимости от фронта импульсов напряжения, управляющего ключами.

Были исследованы импульсные характеристики люминесцентных ламп в колбах диаметром 18, 26 и 38 мм. Осциллограммы напряжения и тока люминесцентной лампы типа ЛБ20 показаны на рис. 7.11.

Исследование импульсных характеристик люминесцентных ламп позволило установить следующее.

1. Импульс перенапряжения U_{max}/U_0 не зависит от токов I_0 и I_1 , а зависит лишь от их отношения I_1/I_0 (рис. 7.12).

2. Импульс перенапряжения U_{max}/U_0 всегда больше отношения токов I_1/I_0 и быстро растет с увеличением отношения I_1/I_0 . Так, при $I_1/I_0 = 3,0$ $U_{max}/U_0 = 8 \div 10$.

3. Импульс перенапряжения U_{max}/U_0 зависит от постоянной времени нарастания тока τ_I . Наибольшие перенапряжения наблюдаются при наименьшей постоянной $\tau_I < 0,2$ мкс.

По отношению U_{max}/U_0 может быть рассчитан коэффициент K_1 , учитывающий изменение подвижности электронов при изменении напряженности электрического поля в положительном столбе разряда. При $\tau_n \geq 1000 \tau_I$

$$\frac{U_{max}}{U_0} = \frac{I_1}{I_0} \frac{1 - K_1}{1 - K_1 I_1/I_0}; \quad (7.6)$$

$$K_1 = \frac{U_{max} I_0 / (U_0 I_1) - 1}{U_{max}/U_0 - 1}.$$

Таблица 7.1. Значения коэффициента K_1

Мощность лампы, Вт	Значение K_1 (границы 90%-ного разброса) при I_1 , равном	
	$1,5 I_0$	$2 I_0$
20	0,33—0,36	0,32—0,36
40	0,34—0,36	0,33—0,36
65	0,34—0,37	0,32—0,36

Значения K_1 приведены в табл. 7.1.

Из табл. 7.1 видно, что значения K_1 практически совпадают и не зависят от режима измерения. Измерения коэффициента K_1 для люминесцентных ламп в колбах других диаметров при изменении окружающей температуры от 15 до 40° С при различных токах ламп показали, что K_1 может быть принят постоянным ($K_1 = 0,35$). Этого нельзя сказать о постоянной времени τ_n . При измерении интервальным методом дисперсия изменений τ_n невелика, но значение τ_n существенно зависит от U_1 . Так, вариация напряжения U_1 от 0 до $2U_0$ изменяет τ_n в 10 раз. В то же время измерения показали, что τ_n практически не зависит от тока лампы. На рис. 7.13 показана зависимость $\ln(I_0/I_1)$ от интервала $0-t_1$, при котором отсутствует переходный процесс установления напряжения u_n . Видно, что экспериментальные точки хорошо ложатся на прямую линию. Это свидетельствует о постоянстве τ_n при изменении тока более чем в 100 раз. Учитывая, что в установившемся режиме концентрация электронов n_e приблизительно пропорциональна току

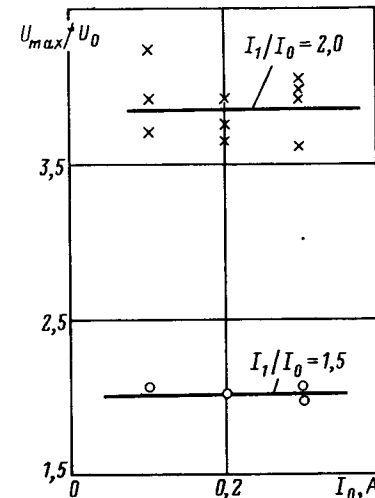
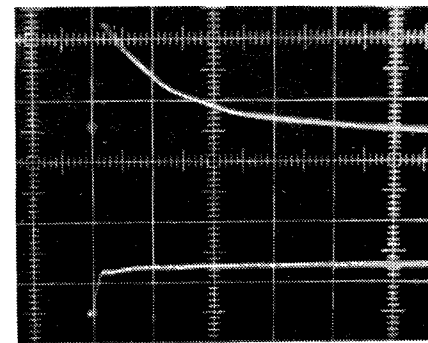


Рис. 7.11. Осциллограммы напряжения (а) и тока (б) люминесцентной лампы типа ЛБ20 при $I_0 = 0,2$ А; $I_1/I_0 = 2$; $\tau_I = 0,75$ мкс

Рис. 7.12. Зависимость импульса перенапряжения U_{max}/U_0 от тока I_0

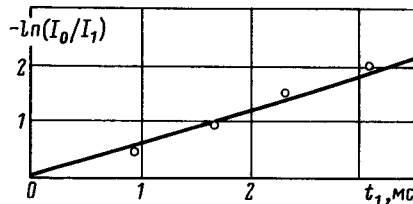


Рис. 7.13. Экспериментальная зависимость $\ln(I_0/I_1)$ от интервала $0—t_1$

лампы, можем сделать вывод, что постоянная времени мало зависит от n_e или проводимости лампы g_n .

Для определения вида нелинейной функции $M_1(U_n)$ с использованием импульсного генератора, описанного выше, были проведены измерения $M_1(U_n)$ интервальным методом. На рис. 7.14 приведены результаты измерений. При этом установлено, что если в качестве аргумента выбирать относительное напряжение U_n/U_0 , то изменения окружающей температуры от 15 до 40° С не влияют на значение $M_1(U_n)$. Незначительно также различие между лампами разных изготовителей. Замечена некоторая зависимость $M_1(U_n)$ от тока лампы. При снижении I_0 в 2 раза $M_1(U_n)$ изменяется на 10—12%, что в основном происходит вблизи $U_n \approx 0,5U_0$. В других областях зависимость $M_1(U_n)$ от тока менее заметна.

7.3. ШУМ ПРА

Шум светильников с люминесцентными лампами можно условно разделить на низкочастотный и высокочастотный.

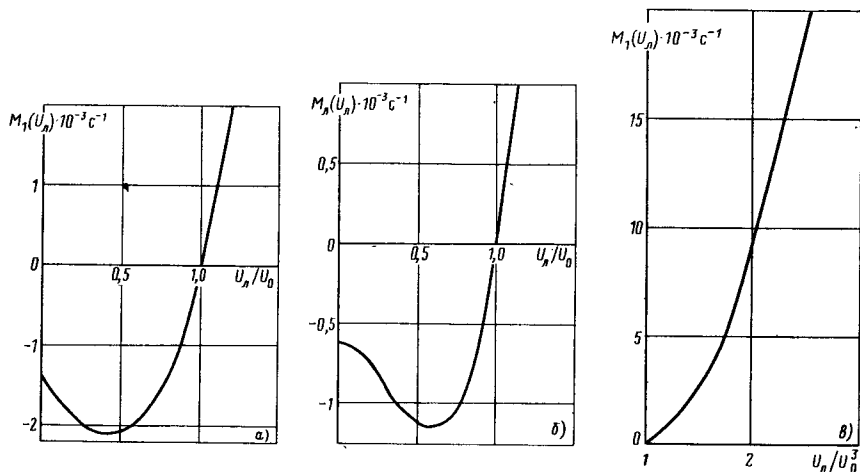


Рис. 7.14. Зависимости $M_1(U_n)$ для люминесцентной лампы типа ЛБ8(а), ЛБ15(б, в)

Низкочастотный шум в диапазоне частоты от 50 до 700 Гц излучается корпусом светильника и возбуждается вибрациями и магнитными полями рассеивания ПРА. Пускорегулирующий аппарат имеет малые размеры по сравнению с длиной звуковых волн в этом частотном диапазоне и практически не излучает шума. Борьба с низкочастотным шумом осуществляется путем уменьшения вибраций, передаваемых от ПРА к светильнику.

Высокочастотный шум светильников обусловлен шумом ПРА. Пускорегулирующий аппарат в зависимости от конструкции может излучать значительные шумы в области частот от 0,5 до 10 кГц. Корпус светильника, как правило, влияет на высокочастотный шум ПРА незначительно.

Кроме разделения шума светильников на частотные области иногда выделяют шум дребезжания. Последний характерен для некачественно изготовленных светильников и ПРА. Он имеет составляющие во всем звуковом диапазоне и устраняется повышением жесткости конструкций светильника и ПРА.

Наиболее трудно устранить высокочастотный шум. Этот шум вызывается током лампы, проходящим по обмотке ПРА; он возникает в результате поперечных колебаний отдельных пластин магнитопровода у немагнитного зазора и вынужденных колебаний всего магнитопровода и катушки.

В Великобритании, США и ряде других стран ПРА классифицируют по уровню звукового давления, создаваемого на расстоянии 2,5 см от их поверхности. В СССР и ЧССР нормируют октавные уровни звуковой мощности ПРА. Однако звуковая мощность и звуковое давление зависят не только от качества ПРА, но и от электрических процессов в цепи люминесцентная лампа—ПРА. При повторных измерениях они всегда различны. Кроме того, измерение звуковой мощности ПРА с особо низким уровнем шума и специального применения метрологически не обеспечено.

Статистический анализ шумовых характеристик показал, что шум ПРА в основном состоит из дискретных составляющих, кратных частоте сети [7.5]. Максимальные по интенсивности составляющие находятся в частотном диапазоне 1—8 кГц. У отечественных ПРА октавные уровни звуковой мощности, как правило, не превышают 30 дБ. Шум ПРА, как уже отмечалось, не стабилен. Через 20—30 мин с момента включения лампы он относительно стабилизируется. В дальнейшем уровень шума включенного ПРА снова изменяется. Среднеквадратичное изменение октавных уровней звуковой мощности во времени, установленное по результатам измерений 70 образцов в течение двух месяцев, составило 4 дБ.

При включении ПРА с лампами с одинаковыми электрическими параметрами спектр его шума различен. Размах варьирования октавных уровней звуковой мощности может

достигать 20—25 дБ. Распределение вероятностей уровня шума зависит от параметров ПРА, оно может быть описано нормальным законом распределения.

Средние уровни шума ПРА различного конструктивно-технологического исполнения существенно различны и колеблются от 1 до 15 дБ.

Лампы разных изготовителей, разных партий и т. п. различаются по вызываемому уровню шума ПРА. Однако классифицировать их на «шумные» и «нешумные» невозможно, поскольку, как показывает дисперсионный анализ, между ними и ПРА имеется лишь статистическое взаимодействие. Лампа, вызывающая максимальный уровень шума одной конструкции ПРА, может создавать уровень шума, близкий к минимальному, у ПРА другой конструкции.

Физические процессы возникновения шума ПРА при работе в цепи с лампой связаны с рядом преобразований. Их можно описать системой уравнений преобразования энергии:

$$\left. \begin{aligned} u &= C_{11}i + C_{12}v + C_{13}\dot{\Phi} + C_{14}s; \\ F &= C_{21}i + C_{22}v + C_{23}\dot{\Phi} + C_{24}s; \\ M &= C_{31}i + C_{32}v + C_{33}\dot{\Phi} + C_{34}s; \\ T &= C_{41}i + C_{42}v + C_{43}\dot{\Phi} + C_{44}s \end{aligned} \right\}, \quad (7.7)$$

где i , u — ток и напряжение; v — скорость перемещения корпуса; $\dot{\Phi}$ — скорость изменения магнитного потока; s — энтропия; F — сила; M — магнитодвижущая сила; T — температура; C_{ik} — коэффициенты преобразования энергии из одного вида в другой.

Рассматривая температуру T как параметр, от которого зависят коэффициенты преобразования, и не учитывая внешних магнитных потоков, можно представить ПРА в качестве сложного электроакустического преобразователя. В нем электрическая энергия преобразуется в магнитную, далее в механическую и, наконец, в звуковую. Звуковая энергия излучается поверхностью ПРА.

При подаче на аппарат двух синусоидальных напряжений $U_0 = 50 \div 200$ В частотой $f_0 = 50$ Гц и $U_1 = 2 \div 20$ В частотой $f_1 = 1 \div 10$ кГц звуковая (акустическая) мощность ПРА P_a может быть рассчитана по уравнению

$$P_a = \sum_k \gamma(f_k) U_k^4(f_k), \quad (7.8)$$

где $\gamma(f_k)$ — коэффициент, определяющий электроакустические свойства ПРА на частоте f_k ; $U_k(f_k)$ — гармоническая составляющая напряжения на частоте f_k .

Суммирование в (7.8) ведется по всем частотам f_k :

$$f_k = f_0; f_k = 2f_0; f_k = f_1; f_k = 2f_1; f_k = f_1 - f_0; f_k = f_1 + f_0. \quad (7.9)$$

Звуковая мощность по (7.8) составляет сотые доли процента мощности потерь в ПРА $P_{др}$. При этом низкочастотные составляющие мощности на частотах f_0 и $2f_0$ практически не излучаются ПРА. Составляющие мощности на частотах f_1 и $2f_1$ малы, поэтому в (7.8) необходимо учитывать только составляющие на частотах $f_1 - f_0$ и $f_1 + f_0$. Измерение звуковой мощности необходимо проводить с фильтром, пропускающим эти частоты. Для этой цели пригодны фильтры с полосой пропускания не менее 100—150 Гц.

С учетом изложенного (7.8) можно записать с использованием акустического коэффициента ПРА

$$P_a = H_a(f_1) U_0^2 U_1^2. \quad (7.10)$$

Акустический коэффициент $H_a(f_1)$ не является функцией U_0 и U_1 , а зависит лишь от конструкции и технологии изготовления ПРА. Зависимость акустического коэффициента от частоты является полной акустической характеристикой ПРА, позволяющей рассчитать его звуковую мощность по электрическим процессам в цепи лампа — ПРА.

Значения акустического коэффициента для ПРА наиболее массовых конструкций приведены на рис. 7.15. Результаты их многократных измерений различаются не более чем на 1—2 дБ, причем акустические коэффициенты соответствуют средним уровням шума ПРА разных конструкций. Они позволяют проанализировать индивидуальные отличия ПРА.

Шум ПРА при работе с лампой, как следует из (7.10), обусловлен не только акустическим коэффициентом, но зависит и от напряжений U_0 и U_1 , которые определяются электрическими процессами в цепи лампа — ПРА. Сложный характер напряжения на ПРА усложняет анализ его шума.

Расчеты показывают, что шум ПРА в области частот выше 1 кГц обусловлен преимущественно колебаниями напряжения на лампе во время ее горения (рис. 7.16). С изменением частоты колебаний изменяются и составляющие шума ПРА. Частота этих колебаний находится в диапазоне 0,8—8 кГц, амплитуда 6—10 В. У ламп с меньшим диаметром разрядной трубки частота колебаний обычно выше. Эти колебания не постоянны, и их частота изменяется со временем. В процессе горения лампы изменение положения анодного пятна и другие процессы приводят к изменению частоты колебаний. Непостоянство колебаний вызывает изменение шума ПРА. Экспериментально частоту колебаний в один из полупериодов горения лампы можно изменить, приближая к приэлектродной области постоянный магнит. При этом легко добиться изменений уровня

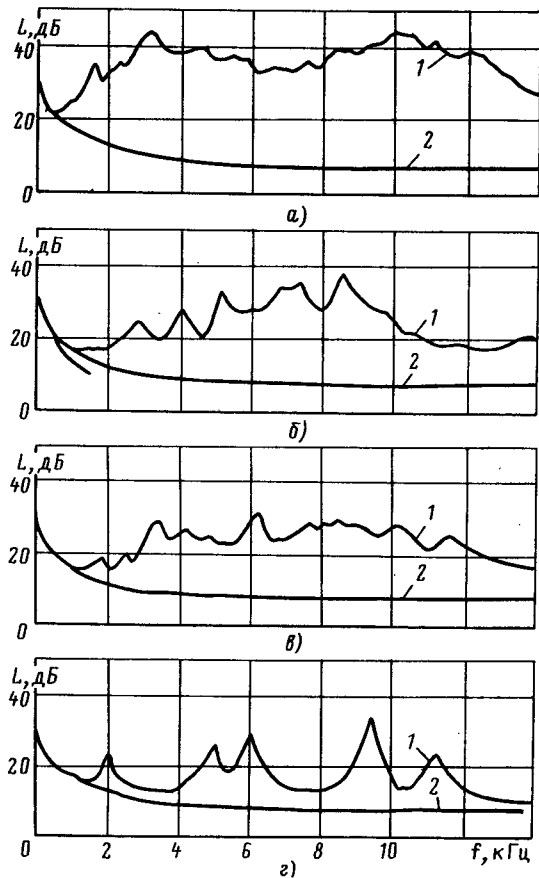


Рис. 7.15. Акустические коэффициенты H_a (1) ПРА типа 1УБИ 40/220ВП-061 (а), 1УБИ 40/220 ВПП-010 (б), 1УБИ 40/220 ВПП-100 (в), 1УБИ 40/220ВПП-800 (г) и уровень помех (2)

шума ПРА до 10дБ. Таким образом, уровень шума ПРА обуславливается двумя параметрами, а именно: его акустическим коэффициентом и формой напряжения на люминесцентной лампе. Метод измерения акустического коэффициента, описанный выше, можно рекомендовать при проведении разработки ПРА массового выпуска. Для контроля качества выпускаемых ПРА используется более простой метод измерений.

При питании ПРА напряжением от генератора «белого шума» и напряжением от сети (рис. 7.17) спектр его шума практически совпадает с акустическим коэффициентом. Поскольку последний характеризует качество ПРА, то измерение спектра шума может быть основой определения акустиче-

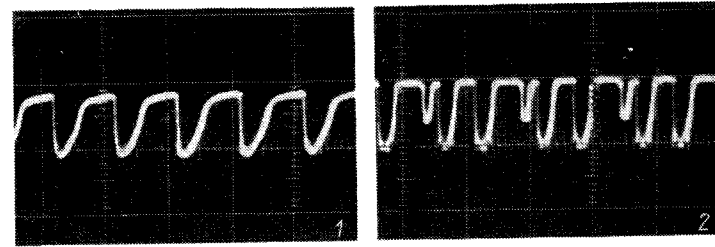


Рис. 7.16. Осциллограммы напряжения на лампе: 1 — в обычном режиме работы; 2 — при воздействии постоянным магнитом на прианодную область

ских характеристик. Результаты измерения октавных уровней шума ПРА при измерении с генератором «белого шума» и с лампой приведены на рис. 7.18 в виде поля корреляций. Низкие значения коэффициентов корреляции объясняются значительным разбросом уровней шума в зависимости от лампы. При усреднении уровня шума ПРА по нескольким лампам значение коэффициента корреляции возрастает.

Напряжения шумового сигнала $U_{ш,э}$, вызывающие такие же октавные уровни шума ПРА, что и «средняя» лампа, приведены в табл. 7.2.

Чтобы можно было измерять шум ПРА с особо низким уровнем шума, напряжение шумового сигнала должно быть больше приведенных в табл. 7.2 значений, например $U_{ш} = 10$ В. Тогда из результатов измерения октавных уровней звуковой мощности необходимо вычесть поправки $\Delta_{ш,10}$, приведенные в табл. 7.3. Погрешность метода ограничена лишь погрешностью измерительных приборов.

При других значениях $U_{ш}$ поправки могут быть рассчитаны для каждой октавной полосы по формуле

$$\Delta_{ш} = 10 \lg (U_{ш}/U_{ш,э}). \quad (7.11)$$

Увеличение напряжения $U_{ш}$ позволяет повысить уровень шума ПРА при измерениях, что дает возможность снизить

Рис. 7.17. Электрическая схема измерения уровня шума ПРА:

$T1$ — регулируемый автотрансформатор; $T2$ — изолирующий трансформатор; $C1$ и $C2$ — балансирующие конденсаторы; L — добавочная индуктивность; Dp — испытуемый дроссель; G — генератор шумовых сигналов низкочастотный; V — вольтметр

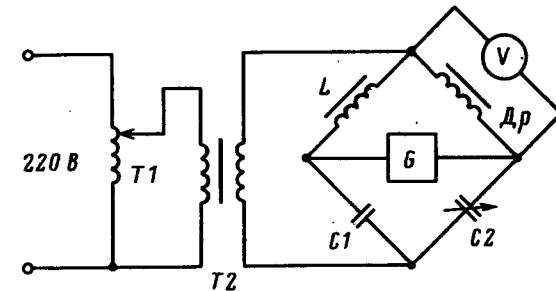


Таблица 7.2. Напряжение шумового сигнала $U_{ш,э}$, обеспечивающего уровень шума аппарата, эквивалентный «средней» лампе

Мощность лампы, Вт	Напряжение $U_{ш,э}$, В, при средней октавной частоте, Гц				
	500	1000	2000	4000	8000
20, 40, 65 и 80	10	9	4	2,5	0,3
8, 13, 15 и 30	10	8	3,4	3,2	1,1

Таблица 7.3. Поправка $\Delta_{ш,10}$ на уровень звуковой мощности при напряжении $U_{ш} = 10$ В

Мощность лампы, Вт	Поправка $\Delta_{ш,10}$, дБ, при средней октавной частоте, Гц				
	500	1000	2000	4000	8000
20, 40, 65 и 80	0	0,5	4	6	15
8, 12, 15 и 30	0	1	3	3	9

требования к фоновому шуму в помещении, упростить измерительную камеру и проводить измерения шума ПРА с особо низким уровнем шума и специального применения.

7.4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ КОНСТРУКТИВНЫХ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПРА

Ранее было отмечено, что определение конструктивных параметров основного элемента электромагнитных ПРА — дросселя связано с точностью нахождения максимальной магнитной индукции B_m в магнитопроводе и плотностью тока J в обмотке.

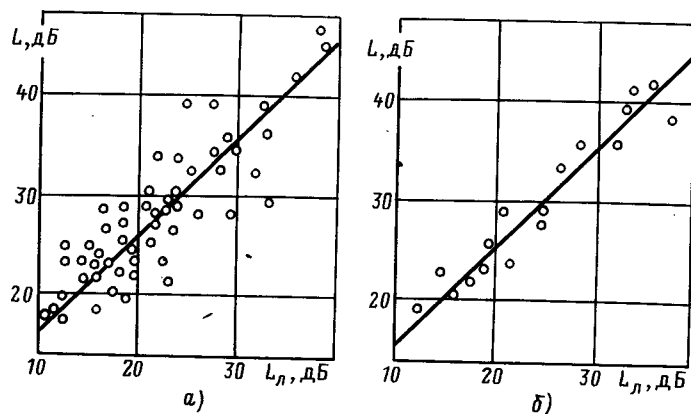


Рис. 7.18. Поле регрессий шума ПРА в октавной полосе частот 8 кГц: а — между уровнями шума с лампой и с генератором шума; б — средние уровни шума с 10 лампами и генератором шума

Погрешность определения B_m и J связана с точностью задания ряда технологических коэффициентов (факторов), которые имеют существенное значение: это $\rho_{об}$ — удельные потери в обмотке; $p_{1,0/f}$ — удельные потери в стали магнитопровода; K_3 — коэффициент заполнения магнитопровода сталью; K_T — коэффициент перепада температуры внутри катушки и на ее поверхности; Δ_T — технологический зазор между катушкой и магнитопроводом; $\alpha_{раб}$ и $\alpha_{ав}$ — соответственно коэффициенты теплоотдачи в рабочем и аварийном режимах и др. Некоторые коэффициенты могут быть легко рассчитаны или определены опытным путем. Например, значение $\rho_{об}$, Вт/кг, с удовлетворительной точностью может быть получено по формуле

$$\rho_{об} = 10^3 \cdot \rho_{об} / \gamma_{об}, \quad (7.12)$$

где $\rho_{об}$ — удельное сопротивление провода обмотки при рабочей температуре обмотки, Ом · мм²/м; $\gamma_{об}$ — плотность обмотки, г/см³.

Однако определение и контроль коэффициентов $\alpha_{раб}$, $\alpha_{ав}$, K_T , Δ_T затруднены, так как на них оказывает существенное влияние большое число технологических факторов, таких, как плотность намотки катушки, качество штамповки пластин магнитопровода, шероховатость поверхности корпуса ПРА и т. п. В связи с этим определить указанные коэффициенты можно только экспериментальным путем, т. е. их целесообразно определять на готовом макете ПРА или его прототипе, обладающем близкими параметрами. Такой способ сопряжен с большими сложностями, связанными с необходимостью получения добавочной информации. Например, для расчета $\alpha_{раб}$ и K_T по опытным данным следует иметь распределение температуры по толщине катушки, на корпусе дросселя и т. д.

Для определения удельных потерь в стали $p_{1,0/f}$ необходимо разделить потери в обмотке и магнитопроводе и т. д.

Определение конструктивных и технологических коэффициентов, основанное на методе планирования активного эксперимента, заключается в том, что подбираются такие значения коэффициентов, при которых расчетные значения B_m и J в максимальной степени приближаются к экспериментальным. Для большинства дросселей оптимальные значения B_m и J выбираются по четырем ограничениям (см. рис. 6.6): допустимым потерям, допустимым превышениям температуры в рабочем и аварийном режимах и нелинейности характеристики. Область ограничений определяется коэффициентами $\alpha_{раб}$, $\alpha_{ав}$, $p_{1,0/f}$, K_T , $\rho_{об}$, K_3 , K_m , $N(B_m)$ при определенных значениях исходных данных и ограничивающих параметрах $U_{др}$, I , $\Delta T_{раб}$, $\Delta T_{ав}$, $P_{др}$, f , $K_{ф}$, $K_{I,ав}$, $K_{V,ав}$. Из четырех ограничений определяются три пары значений B_m и J . Приравняв их к экспериментально определенным значениям, можно найти значения шести коэф-

фициентов. Однако ограничение по нелинейности характеристики является очень жестким и поэтому вместо трех значений B_m практически имеется только одно, что снижает число определяемых параметров до четырех. Для сокращения числа определяемых коэффициентов можно определить $\rho_{об}$ по (10.1), а K_T положить постоянным, например $K_T=0,2$. Это не внесет большой погрешности, так как $\rho_{об}$ определяется с удовлетворительной точностью, а во все формулы для расчета превышения температуры обмотки входит величина $\alpha(1-K_T)$. Поэтому непостоянство K_T будет учтено соответствующим изменением α . Для определения точных значений технологических коэффициентов $\alpha_{раб}$, $\alpha_{ав}$, $\rho_{1,0/f}$, $N(B_m)$ варьируем их до совпадения расчетных значений B_m и J (по всем ограничениям) с экспериментальными.

Аналогично по совпадению расчетных и экспериментальных значений $G_{об}$, $G_{ст}$ можно подобрать значения коэффициентов заполнения K_z , K_m . Вместо K_m может быть определен зазор между магнитопроводом и катушкой Δ_r .

Формулировка задачи экспериментального определения технологических коэффициентов может быть следующей: подобрать значения параметров $\mathbf{H}$ так, чтобы расчетные параметры $\Xi'(\mathbf{H})$ совпадали с экспериментальными $\Xi(\mathbf{H})$, т. е.

$$\Xi'(\mathbf{H}) = \Xi(\mathbf{H}), \quad (7.13)$$

где Ξ' — матрица-столбец расчетных параметров размером $q \times 1$; Ξ — матрица-столбец экспериментальных значений тех же параметров размером $q \times 1$; $\mathbf{H}$ — матрица-столбец определяемых коэффициентов размером $l \times 1$.

Если $q=l$, то (7.13) выполняется точно. Если $l>q$, то некоторые коэффициенты можно задавать произвольно, а при $l<q$ можно лишь определять значения коэффициентов $\mathbf{H}$, обеспечивающих наилучшее приближение матрицы Ξ' к матрице Ξ . В качестве расчетных параметров (целевых функций) удобно выбирать максимальные значения магнитной индукции при ограничениях по потерям B_{mP} и температуре в рабочем $B_{mраб}$ и аварийном $B_{мав}$ режимах, расчетные значения плотности тока при ограничениях по потерям J_P и температуре в рабочем $J_{раб}$ и аварийном $J_{ав}$ режимах, а также массы обмотки $G_{об}$ и стали магнитопровода $G_{ст}$. Перечисленные расчетные параметры зависят от коэффициентов $\rho_{об}$; $\rho_{1,0/f}$; $\alpha_{раб}$; $\alpha_{ав}$; K_T ; K_z , поэтому условие (7.13) может быть записано:

$$\begin{aligned} B'_{mP} &= B_m, & J'_P &= J; \\ B'_{mраб} &= B_m, & J'_{раб} &= J; \\ B'_{мав} &= B_m, & J'_{ав} &= J; \\ G'_{об} &= G_{об}; \\ G'_{ст} &= G_{ст}, \end{aligned} \quad (7.14)$$

где B_m , J , $G_{об}$ и $G_{ст}$ получены опытным путем.

Зависимости $\Xi'(\mathbf{H})$ удобно представить в виде уравнений регрессии, коэффициенты которых могут быть определены методом планирования эксперимента. При этом факторы, подлежащие изучению, являются управляемыми, линейно и функционально независимыми, а также непротиворечивыми. Метод был применен для получения уравнений регрессии в целях поиска уточненных значений конструктивных и технологических коэффициентов балластных дросселей для люминесцентных ламп мощностью 40 Вт. При анализе поставленной задачи были приняты следующие управляющие факторы (с их номинальными значениями): 1) напряжение на дросселе $U_{др} = 167$ В; 2) ток дросселя $I = 0,43$ А; 3) мощность допустимых потерь $P_{др} = 9,6$ Вт; 4) допустимое превышение температуры обмотки в рабочем режиме $\Delta T_{раб} = 55^\circ \text{C}$; 5) допустимое превышение температуры обмотки в аварийном режиме $\Delta T_{ав} = 160^\circ \text{C}$; 6) допустимая кратность пускового тока $K_{Iав} = 1,7$; 7) допустимая кратность напряжения на дросселе в аварийном режиме $K_{Uав} = 1,45$, а также следующие технологические и конструктивные коэффициенты, являющиеся факторами, подлежащими уточнению: 1) $\rho_{1,0/f} = 2,25$ Вт/кг; 2) $\rho_{об} = 2,4$ Вт/кг; 3) $K_z = 0,9$; 4) $K_T = 0,2$; 5) $\Delta_r = 0,05$ см; 6) $\alpha_{раб} = 0,0017$ Вт/(см² · °C); 7) $\alpha_{ав} = 0,0022$ Вт/(см² · °C); 8) $N(B_m) = 0,3$.

Таким образом, восьми подлежащим уточнению факторам соответствуют восемь целевых функций (функций отклика), которые отражают свойства и качество процесса в целом.

При организации планирования активного эксперимента необходимо составить матрицу планирования, в которой нужно предусмотреть диапазоны варьирования управляемых технологических коэффициентов. Базовая точка (центр экспериментирования) $\mathbf{H}_{10}$ обычно выбирается в точке номинального режима рассматриваемого процесса, если нет информации о некоторой точке с лучшими целевыми функциями. Интервал варьирования $\delta \mathbf{H}$, не должен быть большим, так как это не даст возможности определить ряд характерных особенностей поверхности отклика, или слишком малым, что вызовет рост погрешностей при определении составляющих градиента и замедлит движение к экстремуму. Контроль и определение искомых технологических факторов проводились при значениях параметров, представленных в табл. 7.4.

Поскольку количество факторов в рассматриваемом случае равно 15, то соответственно велико количество строк полной матрицы планирования, т. е. количество точек факторного пространства, в которых нужно проводить опыты. В связи с тем что в задаче оптимального экспериментирования, как показали

Таблица 7.4. Уровни и шаги варьирования управляющих факторов

Уровень, шаг	$U_{др},$ В	$I,$ А	$P_{др},$ Вт	$\Delta T_{раб},$ °С	$\Delta T_{ав},$ °С	$K_{Iав}$	$K_{Uав}$
БУ	167	0,43	9,6	95	160	1,70	1,45
ШВ	25	0,06	0,8	15	20	0,10	0,05
НУ	142	0,37	8,8	80	140	1,60	1,40
ВУ	192	0,49	10,4	110	180	1,80	1,50

Уровень, шаг	$\alpha_{раб},$ Вт/(см ² · °С)	$\alpha_{ав},$ Вт/(см ² · °С)	$p_{1,0/f},$ Вт/кг	K_z	$\Delta T, \text{ см}$	$P_{об},$ Вт/кг	$N(B_m)$
БУ	0,0017	0,0022	2,25	0,90	0,05	0,20	0,30
ШВ	0,0003	0,0003	0,35	0,05	0,01	0,01	0,05
НУ	0,0014	0,0019	1,90	0,85	0,04	0,19	0,25
ВУ	0,0020	0,0025	2,60	0,95	0,06	0,21	0,35

Примечание. БУ—базовый уровень управляющего фактора; ШВ—шаг варьирования; НУ и ВУ—нижний и верхний уровни управляющего фактора соответственно.

расчеты, при вариации параметров на 10—15% значимыми являются коэффициенты только при первых степенях параметров, то можно уменьшить количество строк матрицы планирования. Это достигается с помощью использования дробного факторного эксперимента [7.6, 7.7]. В нашем случае количество строк дробной матрицы планирования $N_{д,м,п} = 2^{n-p} = 2^{15-11} = 16$, где n —число линейных факторов; p —показатель дробности дробного факторного эксперимента. Для подобных матриц должны соблюдаться, как и для полной матрицы планирования, условия ортогональности, нормирования и симметричности, что позволяет для вычисления коэффициентов регрессии применять те же расчетные соотношения, что и при полном факторном эксперименте. Предложенным методом были определены восемь технологических факторов для ПРА мощностью 40 Вт. Значения $p_{1,0/f}$ для всех серий ПРА в 1,5—2,5 раза превышали значения удельных потерь по стандартам, что свидетельствует о появлении добавочных потерь при изготовлении магнитопровода. Значение коэффициента $N(B_m)$ на 2—4% превышало значение, рассчитанное по (6.28). Это является следствием того, что характеристики реальных сталей всегда несколько превышают предельные значения, нормируемые стандартами.

Таким образом, определение конструктивных и технологических факторов планирования эксперимента обеспечивает удовлетворительное совпадение с результатами, полученными на макетных образцах ПРА.

ТЕХНОЛОГИЯ И ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРА

8.1. ОСНОВНЫЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОПЕРАЦИИ

Изготовление электромагнитных ПРА в основном ведется по технологии, принятой в производстве маломощных трансформаторов. Некоторые отличия являются характерными лишь для массового производства. Как правило, ПРА выпускаются большими сериями и номенклатура их существенно меньше номенклатуры маломощных трансформаторов.

В настоящее время подавляющее большинство ПРА (около 90%) встраиваются в светильник. Такие ПРА, как правило, не нуждаются в специальном корпусе (бескорпусной вариант). Ниже рассматривается технология изготовления этих ПРА.

Весь технологический процесс изготовления ПРА можно разделить на пять этапов:

- 1) изготовление обмотки;
- 2) изготовление магнитопровода;
- 3) сборка;
- 4) пропитка;
- 5) испытание и упаковка.

Каждый из этих этапов состоит из отдельных операций или групп операций, которые либо характеризуют изготовление отдельных элементов ПРА, либо состоят из ряда идентичных операций. Такое деление этапов удобно, так как позволяет подробно описать технологию изготовления ПРА.

Изготовление обмотки ПРА осуществляется в следующей последовательности: изготовление каркаса, намотка катушки, контроль готовой обмотки ПРА.

Изготовление магнитопровода ПРА всегда начинается с изготовления калибровочной ленты электротехнической стали. Производство пластинчатого и ленточного магнитопроводов существенно различается. Пластинчатый магнитопровод формируется из большого числа одностипных пластин, полученных в процессе их штамповки из электротехнической стали. При изготовлении ленточного магнитопровода необходима его навивка, спекание, резка. Применяется также ленточно-пластинчатая конструкция, при которой магнитопровод представляет собой сочетание витых и штампованных частей. Для улучшения магнитных характеристик в любом случае целесообразен отжиг готового магнитопровода. Особенно он необходим при изготовлении ленточных магнитопроводов. Операции контроля готового магнитопровода и катушки ПРА обычно не применяются.

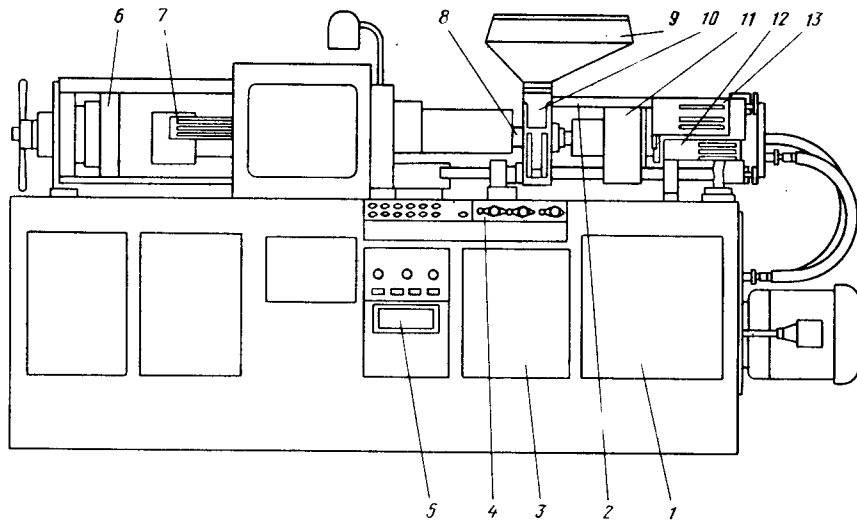


Рис. 8.1. Термопластоавтомат типа ДБ-3328

Сборка ПРА существенно различается для конструкций с пластинчатым или ленточным магнитопроводом. Сборка является достаточно трудоемким процессом, поэтому внедрение автоматизации в этот процесс представляется наиболее эффективным фактором снижения трудоемкости изготовления ПРА.

Отдельными операциями после сборки, как правило, бывают их вакуумная пропитка и окраска.

Аппараты независимого исполнения необходимо помещать в специальный корпус и заливать электроизоляционным компаундом. Последняя группа технологических операций — испытание и упаковка готового ПРА.

8.2. ИЗГОТОВЛЕНИЕ ОБМОТКИ

Первая группа операций при изготовлении обмотки ПРА — изготовление изолирующих катушек деталей из электроизоляционных материалов. Пластмассовые детали обмотки (передняя и задняя щеки, литой каркас, крышки и т. д.) производятся на литьевых машинах, например, типа ДБ-3328.

Однопозиционная машина типа ДБ-3328 для литья под давлением термопластичных материалов (термопластоавтомат) используется для изготовления одной или одновременно нескольких деталей в зависимости от их конфигурации, массы и площади. Общий вид машины показан на рис. 8.1.

Технические данные термопластоавтомата:

Напряжение питания, В	380
Время впрыскивания номинальной дозы материала в форму, с	1,2
Емкость бункера, дм ³	30
Габаритные размеры (ширина × длина × высота), мм	3380 × 900 × 1720
Масса, кг	2695

Несущим звеном машины является станина 1, на которой закреплены основные узлы: механизм впрыска 2, гидропривод 3, панель манометров 4, узел охлаждения 5, механизм запирания 6, командоаппарат запирания 7, материальный цилиндр 8, бункер 9, передняя плита 10, редуктор 11, командоаппараты перемещения 12 и дозирования 13.

Гидропривод состоит из гидроагрегата, гидромотора и золотника, блокировки охлаждения, соединенных между собой трубопроводами.

Гранулированный материал из бункера попадает в загрузочную воронку передней плиты на вращающийся шнек и продвигается вдоль материального цилиндра. Движение материала происходит за счет разницы между коэффициентом трения материала о шнек и стенки цилиндра. Коэффициент трения о стенки цилиндра должен быть больше, чем коэффициент трения материала о шнек. Продвигаясь вперед, материал разогревается, перемешивается и в расплавленном состоянии скапливается в камере перед шнеком. Расплавленный материал с

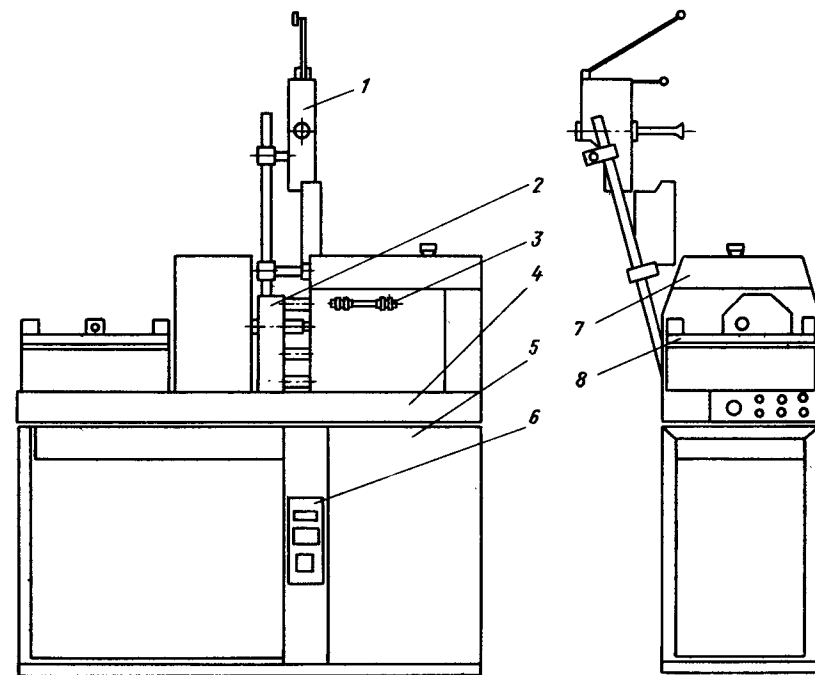


Рис. 8.2. Намоточный полуавтомат типа ТА-1

помощью механизма впрыска подается в закрытую литевную форму. После некоторой выдержки форма раскрывается, и готовые детали с литником выпадают в специальную тару.

Намотка катушек производится на намоточных станках, например полуавтоматах типа ТА-1 или типа ПР-159М, модернизированных для одновременной намотки трех катушек. Производительность полуавтомата типа ПР-159М около 300 катушек в смену при скорости намотки 1700 об/мин. При намотке катушек следует учитывать важный технологический фактор — натяжение провода. При максимальном натяжении в эмалевой изоляции возможно появление трещин и разрывов вследствие растяжения волокон при изгибе, возможен обрыв провода или уменьшение его сечения в местах изгиба. При минимальном натяжении катушка получается бочкообразной, больших размеров, поэтому для каждой партии обмоточного провода рекомендуется экспериментально устанавливать усилие натяжения.

Намоточный полуавтомат типа ТА-1 предназначен для изготовления в массовом производстве катушек, применяемых в технике связи и электротехнической промышленности. Общий вид полуавтомата показан на рис. 8.2.

Технические данные полуавтомата:

Напряжение питания, В	380
Диаметр наматываемой проволоки, мм	0,12—0,5
Пределы подачи, мм	0,12—1,08
Настраиваемая длина хода, мм	5—60
Габаритные размеры (длина × ширина × высота), мм	1225 × 400 × 1140

Несущим элементом полуавтомата является станина 5 сварной конструкции, на которой смонтированы основные узлы: шпиндельная коробка 7, суппорт 2, стол 4, электронный счетчик оборотов 6, натяжное устройство 1.

Шпиндельная коробка предназначена для создания главного движения — вращения и движения подачи, необходимых для намотки. Суппорт придает проволоке необходимое для намотки вращательное движение вала, на котором монтируется намоточная головка, укладывающая проволоку. Закрепленная на листовом каркасе отливка стола соединяет в одно целое шпиндельную коробку и поворотный стол 8, на который закрепляются намоточные оправки. Стол за один полный оборот вокруг своей оси останавливается в четырех положениях. Во время остановки на оправку, попадающую в зону намотки, наматывается проволока, а с оправки, расположенной с противоположной стороны поворотного стола, снимается готовая катушка и оправка готовится для намотки следующей катушки.

Перед намоткой на поворотном столе закрепляются намоточные оправки и подбирается экспериментально при помощи упоров 3 длина хода, соответствующая ширине намотки. На электронном счетчике фиксируется общее число витков, наматываемых при замедленных оборотах. Затем на натяжном узле размещается шпуля с проволокой. Проволока пропускается через натяжное устройство в намоточную головку. После проведения пробной намотки и коррекции подачи, хода и числа оборотов станок включается в

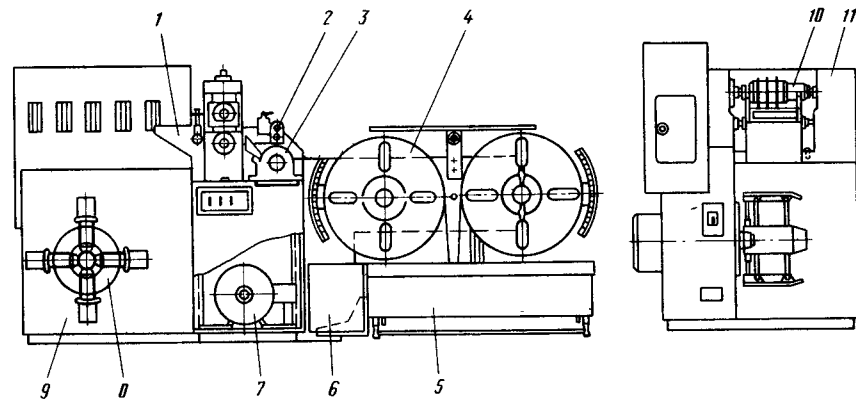


Рис. 8.3. Установка роспуска стали типа УРС-2

работу. Намоточная головка, вращаясь вокруг намоточной оправки, осуществляет намотку катушки, автоматически раскладывая провод. После окончания намотки катушки поворотный стол поворачивается на одну позицию и т. д.

8.3. ИЗГОТОВЛЕНИЕ МАГНИТОПРОВОДА

При изготовлении магнитопровода ПРА рулонная электро-техническая сталь распускается на ленты заданной ширины с помощью дисковых ножей на установках роспуска стали типов УРС-2, УРС-3 или на линии типа Л-235. Принцип роспуска на всех установках одинаков, поэтому рассмотрим этот процесс на установке роспуска стали типа УРС-2, общий вид которой представлен на рис. 8.3.

Технические данные установки:

Напряжение питания, В	380
Рабочее давление сжатого воздуха, МПа	0,4—0,6
Максимальная ширина рулона распускаемой стали, мм	250
Диапазон регулирования скорости резания (при диаметре ножей 200 мм), м/мин	12—120
Габаритные размеры установки (длина × ширина × высота), мм	3300 × 1265 × 1675

Несущим элементом установки является станина 9 сварной конструкции из листовой стали, на которой монтируются все основные узлы установки: рулонодержатель 8, питатель 1, режущий блок 11, кромкокрошитель 3, наматыватель 4, устройство для снятия заусенцев 2, привод 7.

Рулонодержатель состоит из четырех сегментов, которые могут сжиматься и разжиматься, что позволяет надежно закреплять рулон стали. Питатель предназначен для направления полосы рулона в ножи. Режущий блок является основным рабочим органом установки, с помощью которого рулон режется на полосы в продольном направлении. Наборы ножей 10 устанавливаются в

центрах валов, которые имеют возможность осевого смещения, что обеспечивает регулировку бокового зазора между ножами. Наматыватели служат для наматывания с помощью маховика нарезанных лент на катушки, закрепленные на наружном конце вала. Катушки имеют прорези для заправки в них начальных концов лент.

Наборы ножей 10, получая вращение от привода, протягивают полосу рулона, разматывая его, и разрезают ее на ленты. Ленты, проходя через устройство для снятия заусенцев 2, наматываются на катушки наматывателей 4. Боковые отходы полосы направляются улавливателями в крошкостритель 3, где разрубаются на куски длиной не более 135 мм, и по лотку попадают в ящик 6. Рулон устанавливают и закрепляют на рулонодержателе 8 с помощью тельфера или тали и пневмопривода, а полосы рулона подают в ножи и заправляют ленты в катушки вручную. Съем катушек с валов на тележку 5 осуществляется с помощью пневмопривода.

Технологический процесс и оборудование для изготовления балластных дросселей на пластинчатом магнитопроводе. В настоящее время этот тип магнитопровода широко применяется в ПРА, выпускаемых как в нашей стране, так и за рубежом. Основной частью таких ПРА является пластинчатый броневой магнитопровод, набранный из пластин в форме П—Т и М—Т, которые изготавливаются из электротехнической изотропной холоднокатаной стали в основном марки 2212 по ГОСТ 214272-83. В основу технологического процесса изготовления магнитопроводов положен процесс штамповки пластин из рулонной стали на листоштамповочных пресс-автоматах типа А-6224 с применением твердосплавных штампов, например, типа ТШ-336 (рис. 8.4) [8.1].

Производство пластин магнитопроводов ПРА требует высокой точности подачи материала. Пресс-автоматы современных конструкций отличаются малозумностью, возможностью эксплуатации твердосплавных штампов, надежной системой смазки и т. п.

Рулонная электротехническая сталь шириной 240—250 мм разрезается на ленты, которые заправляются в разматывающее устройство листоштамповочного автомата. Вырубка, например, П—Т-образных пластин, производится на однорядном штампе последовательного действия, работающем в автоматическом режиме. Один из вариантов раскроя стали при штамповке П—Т-образных пластин приведен на рис. 8.5. Листоштамповочный пресс-автомат типа А-6224 относится к типовому оборудованию отечественного производства и имеется на всех предприятиях, занятых производством ПРА, поэтому его технические данные не приводятся.

Штамп типа ТШ-336 (рис. 8.4) имеет пуансоны и матрицы, армированные твердым сплавом марки ВК-20 по ГОСТ 3882-74. Пуансон для вырубки Т-образных пластин (рис. 8.4,б) собирается из двух прямоугольных твердо-

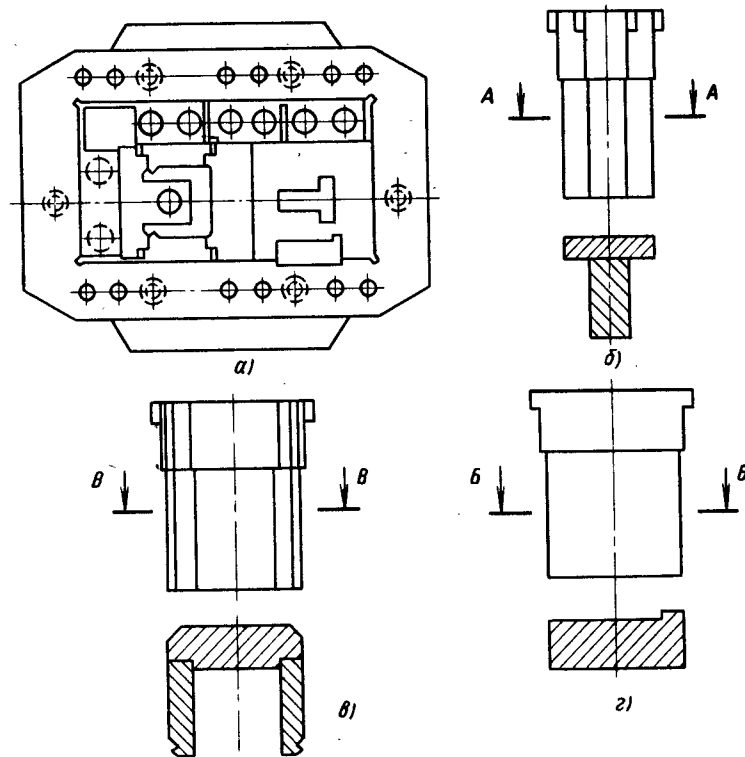


Рис. 8.4. Твердосплавный штамп типа ТШ-336

сплавных пластин, а для вырубки П-образных пластин (рис. 8.4,в)—из трех фигурных твердосплавных пластин. Боковой нож состоит из одной твердосплавной пластины (рис. 8.4,г), имеющей прямоугольную форму с выступом. Для изготовления матрицы штампа твердосплавные вставки и закрепляются в обоймах с помощью зажимных планок, образуя окна для прохода пуансонов и бокового ножа (рис. 8.4,а). Твердосплавные штампы и высокоустойчивая оснастка, предназначенные для длительной эксплуатации в производстве, больше зависят от состояния оборудования и качества штампуемого материала, чем стальные штампы. Для повышения стойкости штампа подающее устройство пресса типа А-6224 снабжено приспособлением для двухсторонней смазки полосы электротехнической стали тонким слоем состава, состоящего из смеси толуола с керосином. При использовании твердосплавных штампов следует применять двухстоечные прессы, а для повышения жесткости штампов рекомендуется крепить их непосредственно возле колонок. При эксплуатации твердосплавных штампов в целях предотвращения абразивного износа режущих элементов штампа нужно следить за отсутствием окалины и наличием смазки электротехнической стали. Во время штамповки необходимо наблюдать за удалением отходов, которые не должны попадать в рабочую зону штампа или на ленту

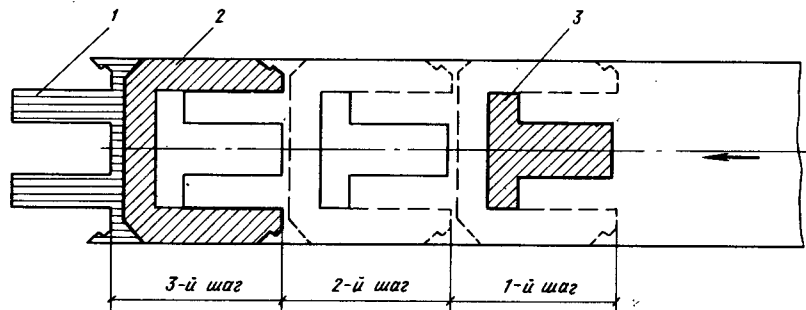


Рис. 8.5. Вариант раскроя стали:
1—отход; 2—П-образные пластины; 3—Т-образные пластины

металла. В процессе работы следует проводить переточку штампа с помощью алмазного круга. Для компенсации износа направляющих в конструкции разрезных втулок штампа типа ТШ-336 предусмотрена возможность регулирования зазора между колонкой и втулкой за счет обжатия втулки в коническом отверстии плиты. В процессе вырубки пластин методом штамповки из-за затупления режущих кромок штампа образуются заусенцы по вырубаемому контуру пластин, которые замыкают пластины между собой, увеличивая тем самым потери на вихревые токи. Чем меньше размер заусенцев на пластине, тем меньше наклеп и, следовательно, выше магнитные свойства стали и меньше акустический шум ПРА.

Рассмотрим некоторые виды штамповочного оборудования, используемого в производстве пластинчатых магнитопроводов. Автоматический эксцентриковый пресс типа АШ-12.

Технические данные пресса типа АШ-12:

Максимальное усилие, кН	125
Мощность двигателя, кВт	0,75
Габаритные размеры стола, мм	280 × 250
Длина хода ползуна, мм	12
Шаг подачи ленты, мм	0—60
Максимальная ширина ленты, мм	45
Максимальная толщина ленты, мм	0,5
Максимальная высота штампа, мм	161
Габаритные размеры пресса (высота × длина × ширина), мм	1950 × 1100 × 500
Масса, кг	800

Станина пресса сварная, полностью закрыта, изготовлена из листовых стали и имеет повышенную жесткость, что гарантирует длительную работу пресса в условиях массового производства. Направление верхнего ползуна обеспечивается с помощью 16 регулируемых держателей на игольчатых роликах в отличие от традиционного повода со скользящими рельсами, что исключает возможность поперечных люфтов ползуна. С помощью винтового кривошипа можно регулировать положение ползуна по высоте. Предусмотрена возмож-

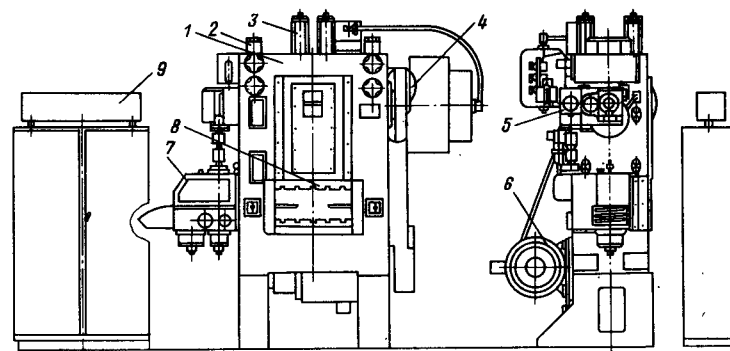


Рис. 8.6. Пресс-автомат типа ИМ-98

ность регулирования как бокового люфта, так и люфта по высоте ползуна, чем обеспечивается точность хода ползуна в процессе длительной эксплуатации. Рычаги подающего устройства расположены вне кожуха пресса, что позволяет достаточно просто регулировать механизм подачи ленты в штамп. Привод осуществляется с помощью динамического сбалансированного маховика и клиноременной передачи, которая дает возможность изменять число ходов ползуна так, чтобы не нарушалась синхронность работы пресса и сборочных приспособлений. Подача регулируется настройкой ползушки, находящейся в диске и закрепленной на главном валу. Этот механизм устанавливает требуемый шаг подачи. Направление ленты к штампу обеспечивается коническими роликами, которые регулируются в зависимости от ширины ленты.

Быстроходный вырубной пресс-автомат типа ИМ-98 предназначен для вырубки деталей из рулонного материала штампами, в том числе и твердосплавными. Он применяется в массовом и крупносерийном производстве. Общий вид пресса показана на рис. 8.6.

Технические данные пресс-автомата:

Мощность двигателя, кВт	22
Номинальное усилие, кН	250
Ход ползуна, мм	16
Число ходов ползуна в мин	160—1600
Наибольшее расстояние между столом и ползуном в его нижнем положении при верхнем положении регулировки, мм	200
Регулировка расстояния между столом и ползуном, мм	16
Размеры стола (ширина × длина), мм	570 × 520
Размеры отверстия в столе (ширина × длина), мм	400 × 160
Толщина подштамповой плиты, мм	10
Расстояние между стойками (в свету), мм	600
Размеры ленты (ширина × толщина), мм	(20—160) × (0,35—1,8)
Шаг подачи, мм	0—110
Высота подачи ленты над уровнем пола, мм	935—970
Габаритные размеры пресса (длина × ширина × высота), мм	2355 × 1122 × 2223
Масса пресса, кг	3925

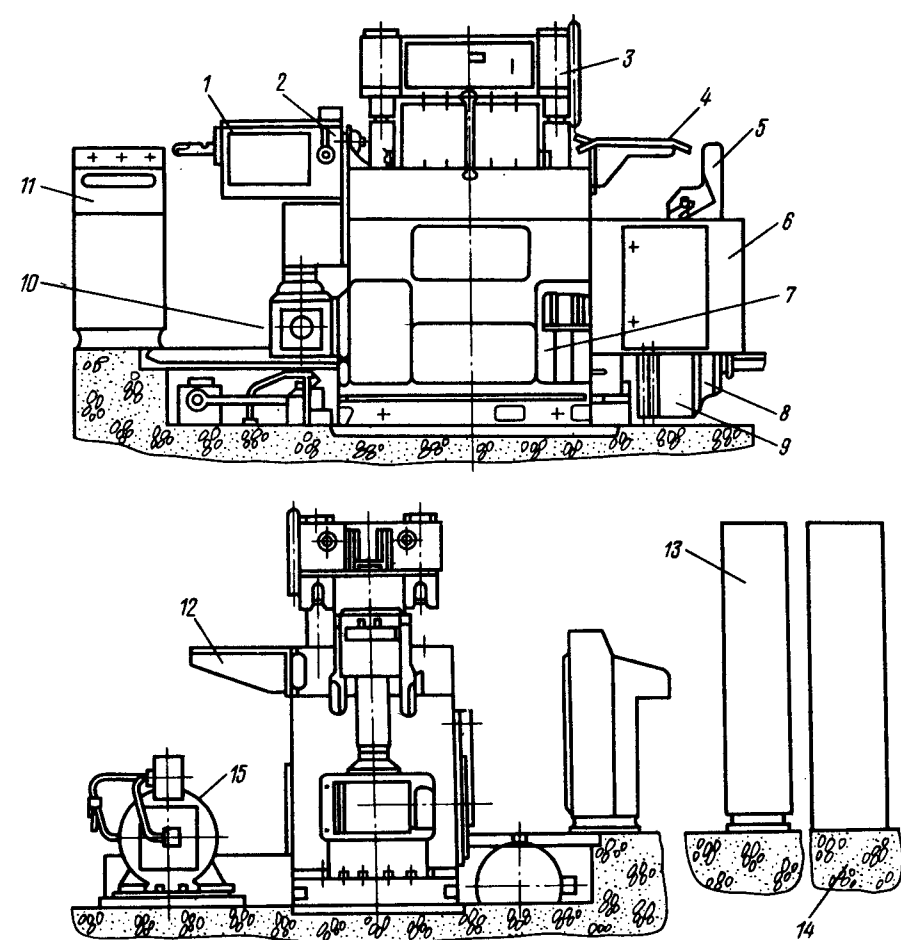


Рис. 8.7. Листоштамповочный автомат типа АВ-6232

Несущим элементом пресса-автомата является станина 1, на которой смонтированы основные узлы: электропривод 6, муфта-тормоз 4, ползун 8, уравновешивающий механизм 2, пневматический уравновешиватель 3, цилиндрический редуктор 5, валково-секторная подача 7 с механизмом грубой и точной настройки шага подачи. Электрооборудование и органы управления смонтированы в электрошкафе 9.

Пресс-автомат может работать в двух режимах — наладочном и автоматическом. В наладочном режиме при малом числе ходов ползуна регулируется требуемый шаг подачи: вначале грубо — изменением радиуса кривошипа на валу подачи, затем тонко — в диапазоне $\pm 0,8$ мм поворотом эксцентриковой оси. После этого к столу и ползуну пресса закрепляется штамп.

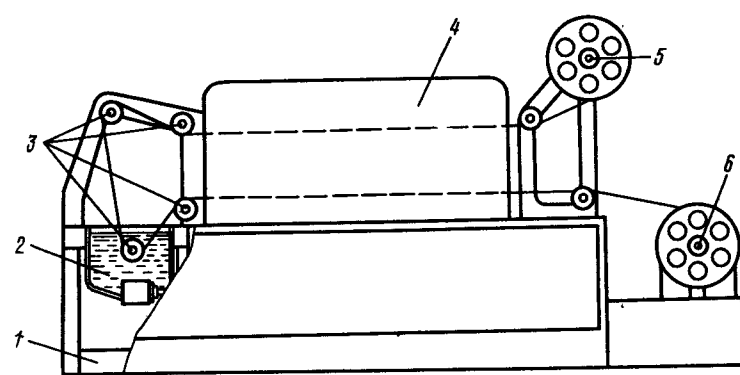


Рис. 8.8. Установка термического обезжиривания и покрытия типа УТОП-2

Переключение пресса в автоматический режим и переключение муфты пресса допускаются при частоте вращения маховика не более 200 об/мин с последующим плавным выходом на требуемую производительность. Стальная лента, подаваемая в штамп с помощью валково-секторной подачи, при каждом ходе пресса продвигается по матрице штампа в зону вырубki. Вырубленные детали отводятся по лоткам непрерывным потоком. На выходе из лотков от непрерывного потока деталей отсекается вручную или автоматически пакет заданной длины и скрепляется либо с помощью липкой ленты, либо механически на основании корпуса дросселя с помощью отгибающихся усиков. Такие пакеты пластин поступают на линию первой сборки балластных дросселей. Если магнитопровод пластинчатый, то из пакетов отсекаемых деталей сразу формируется магнитопровод и на выходе лотков осуществляется первая сборка дросселей.

Листоштамповочный автомат с нижним приводом типа АВ-6232 предназначен для изготовления деталей из металлической ленты методом холодной штамповки в массовом и крупносерийном производстве. Общий вид пресса показан на рис. 8.7.

Технические данные пресса:

Номинальное усилие, кН	1600
Ход ползуна, мм	40
Частота ходов, с ⁻¹	50—250
Путь ползуна до крайнего нижнего положения, мм	3,6
Расстояние между столом и ползуном, мм	250
Регулировка расстояния между столом и ползуном, мм	80
Расстояние между направляющими втулками колонн (в свету), мм	1120 × 560
Размеры отверстия в столе (длина × ширина), мм	900 × 360
Размеры ленты (ширина × толщина), мм	360 × (1—3,6)
Скорость подачи ленты клещевой подачей, м/мин	50

Наибольший шаг подачи, мм	280
Высота стола над уровнем пола, мм	1150
Толщина надштамповой плиты, мм	120
Габаритные размеры пресса автомата (длина × ширина × высота), мм	4140 × 2640 × 2670
Масса пресса (без электрооборудования), кг	22400

Несущим элементом пресса-автомата является станина 6, на которой смонтированы основные узлы: клещевая подача 1, устройство смазки ленты 2, ползун 3, проводка для ажурной ленты 4, ножницы 5 для резки ажурной ленты на куски, уравниватель 7, муфта-тормоз 8, эксцентриковый вал 9, привод подачи 10, устройство для установки штампа 12. Пульт управления 11, шкаф с электрооборудованием 13 и электродвигатель 15, приводящий в движение пресс, установлены так же, как и собственно пресс на бетонном фундаменте 14.

Принцип работы пресса такой же, как и принцип работы пресса-автомата типа ИМ-98.

Технологический процесс и оборудование для изготовления балластных дросселей на ленточном магнитопроводе. Технологический процесс изготовления ленточных магнитопроводов включает следующие операции:

- 1) обезжиривание и нанесение электроизоляционного покрытия на одну из поверхностей стали;
- 2) навивка магнитопровода;
- 3) отжиг, спекание и калибровка;
- 4) резка магнитопровода;
- 5) снятие заусенцев и выходной контроль.

Как правило, для изготовления ленточных магнитопроводов применяется электротехническая сталь марок 3413 и 3414 по ГОСТ 21427.1-75.

Установка термического обезжиривания и покрытия типа УТОП-2 предназначена для термического обезжиривания и нанесения электроизоляционного покрытия на ленту из электротехнической стали. Общий вид установки показан на рис. 8.8.

Технические данные установки:

Напряжение питания, В	380
Число ручьев одновременно обрабатываемой ленты	3—5
Диапазон регулирования скорости движения ленты, м/мин	4, 6, 8, 10 и 12
Производительность установки в зависимости от количества ручьев при скорости 12 м/мин, м/ч	1710, 2280 и 2850
Максимальная температура в верхнем и нижнем ярусах печи, °С	900
Габаритные размеры установки (длина × ширина × высота), мм	5787 × 1850 × 2130
Масса установки, кг	3800

Несущим элементом установки является сварная станина 1, на которой монтируются основные узлы: ванна для суспензии 2, система роликов 3 с механизмом подъема и опускания, проходная электрическая печь 4, смоточная ось 5, намоточный механизм 6.

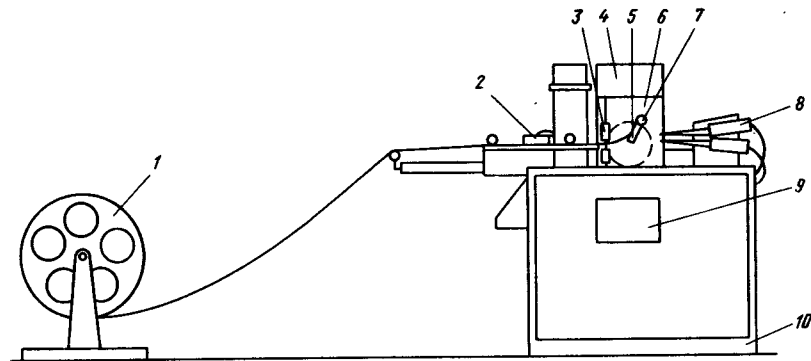


Рис. 8.9. Автомат типа Ю-936-31 для навивки магнитопроводов

Ванна для суспензии представляет собой сваренный из стальных листов резервуар с расположенными на нем направляющими (откидными) роликами и перемещающимися механизмами. Проходная электрическая печь служит для термического обезжиривания и сушки ленты, а также оплавления покрытия на ней. Печь имеет два яруса, разделенных перегородкой из огнеупорного кирпича. Верхний ярус предназначен для термического обезжиривания ленты, нижний — для сушки и оплавления покрытия. Для измерения температуры в каждом ярусе установлены термометры. Намоточный механизм служит для протягивания ленты через верхний ярус печи, ванну, нижний ярус печи и наматывания ленты на кассеты после покрытия.

Бобины с лентой устанавливаются на смоточную ось. Затем лента проходит по направляющим роликам через верхний ярус печи и после выхода из нее охлаждается сжатым воздухом. Далее лента попадает в ванну с суспензией, которая постоянно перемешивается. При выходе ленты из ванны одна ее сторона очищается от покрытия с помощью специального очистителя и поступает в нижний ярус печи, где происходит оплавление покрытия. После нанесения электроизоляционного покрытия лента поступает на автомат типа Ю-936-31 для навивки магнитопроводов.

Автомат навивки магнитопроводов типа Ю-936-31 предназначен для навивки магнитопроводов из ленты электротехнической стали. Общий вид автомата показан на рис. 8.9.

Технические данные автомата:

Напряжение питания, В	380
Рабочее давление сжатого воздуха, МПа	0,4—0,6
Производительность автомата, шт./ч	220
Внутренние размеры магнитопровода, мм	42,5 × 6,6
Толщина навивки, мм	6,5
Габаритные размеры (длина × ширина × высота)	1985 × 1830 × 1550
Масса автомата, кг	2000

В состав автомата входят размоточная стойка 1 и собственно автомат. Несущим элементом автомата является станина 10 сварной конструкции, на которой монтируются все основные узлы: механизм заправки ленты 2 с ножницами

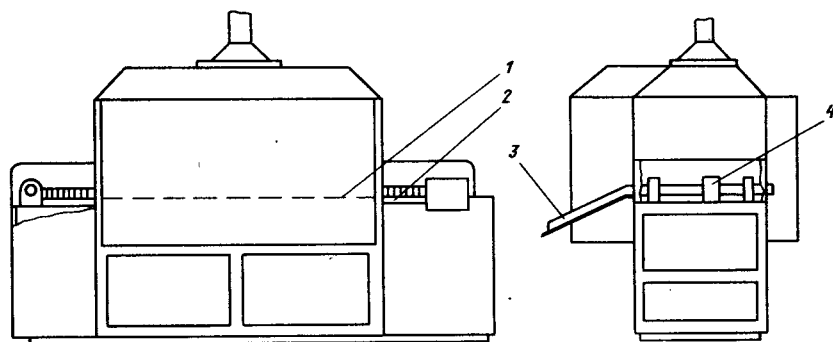


Рис. 8.10. Установка калибровки типа КС-7

3, механизм навивки магнитопровода 4 с постоянной оправкой 5, узел гибки 6 с прижимным роликом 7, узел сварки 8 и выходной наклонный лоток 9.

Лента из бобины с помощью механизма заправки ленты подается в зону навивки магнитопровода. Узел гибки осуществляет формирование конца ленты относительно оправки. При вращении шпинделя, на котором закреплена оправка, лента навивается на оправку при постоянном поджиге прижимным роликом. При достижении необходимой толщины навивки нижний нож обрезает и загибает ленту. Затем магнитопровод перепрессовывается с постоянной оправки на оправку спекания, сбрасывается на склиз и перемещается в приемную тару. После этого заготовки витого магнитопровода поступают на операции отжига, спекания и калибровки, осуществляемые на установке калибровки типа КС-7.

Установка калибровки типа КС-7 предназначена для отжига, спекания и калибровки магнитопроводов из электротехнической стали толщиной 0,35 мм, навитых на оправки высотой не более 70 мм. Общий вид установки показан на рис. 8.10.

Технические данные установки:

Напряжение питания, В	380
Рабочее давление сжатого воздуха, МПа	0,4—0,6
Время разогрева печи до температуры 950° С после 20—24-часового перерыва в работе, ч	2,5—3
Производительность установки, магнитопроводов в час (в зависимости от типоразмера)	55—115
Габаритные размеры установки (длина × ширина × высота), мм	6896 × 1396 × 3650
Масса установки, кг	4936

Установка состоит из трех основных частей: устройства для подачи и перемещения через печь заготовок навитых магнитопроводов 2, проходной электрической печи 1 и механизма сброса магнитопроводов 4 с наклонными лотками 3.

На установку поступают с полуавтомата навивки заготовок из витых магнитопроводов. Устройство для подачи и перемещения подает их в два ряда по лоткам в проходную электрическую печь. По мере продвижения через печь заготовки постепенно нагреваются до температуры 730° С, а затем постепенно охлаждаются.

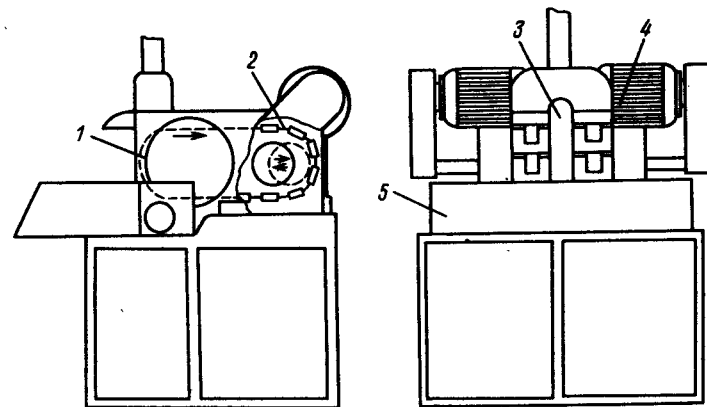


Рис. 8.11. Полуавтомат типа М1-002 для разрезания ленточных магнитопроводов

В печи заготовки постоянно находятся под давлением со стороны калибрующих цилиндров, кроме моментов времени, когда подаются и продвигаются по лоткам в печь очередные заготовки. Под действием высокой температуры и давления со стороны калибрующих цилиндров осуществляются: восстановительный отжиг электротехнической стали, из которой навит магнитопровод; формирование окончательных размеров размягченного магнитопровода (калибровка); спекание магнитопровода в монолит благодаря постепенному расплавлению, а затем застыванию нанесенного на ленту электромагнитного слоя. Вышедшие из проходной печи заготовки остывают до 400—500° С и сталкиваются механизмом сброса на наклонные лотки, а по ним в тару. После остывания с заготовок удаляются оправки спекания, и они поступают на операцию разрезки на полуавтомат типа М1-002 для разрезания магнитопроводов.

Полуавтомат типа М1-002 для разрезания магнитопроводов предназначен для разрезания ленточных магнитопроводов длиной 71 мм абразивными кругами диаметром 300 мм. Общий вид полуавтомата показан на рис. 8.11.

Технические данные полуавтомата:

Напряжение питания, В	380
Размер обрабатываемых магнитопроводов (длина × ширина × высота), мм	71 × 57,5 × 19,6
Производительность полуавтомата, шт/ч	160
Количество одновременно разрезаемых заготовок, шт	2
Габаритные размеры (длина × ширина × высота), мм	1630 × 169 × 1760
Масса полуавтомата, кг	1700

Несущим элементом полуавтомата является станина 5 сварной конструкции, на которой смонтированы основные узлы: механизм подачи магнитопровода 2 в зону резания, механизм для охлаждения 3 разрезаемого магнитопровода и механизм резания магнитопровода 4.

Механизм подачи магнитопровода в зону резания состоит из двух барабанов. Барабаны служат для загрузки магнитопроводов (на каждом барабане по 10 загрузочных позиций), их транспортировки в зону резания и рабочей подачи заготовки относительно круга. Механизм резания магнитопровода состоит из двух разрезных головок, на которые закрепляются абразивные круги, вращающиеся с частотой 1440 об/мин. Механизм для охлаждения магнитопровода в зоне резания состоит из двух насосов для подачи эмульсии, магнитного сепаратора для улавливания частиц и бака для эмульсии.

Перед включением полуавтомата неразрезанный витой магнитопровод размещается на откидные полуоправки в зоне загрузки 1. После включения полуавтомата зона барабана с загруженными ячейками перемещается в зону резания, где происходит разрезание магнитопровода. Одновременно с процессом резания вручную загружают магнитопроводы на полуоправки. Зона резания охлаждается эмульсией, которая подается через систему трубопроводов. При износе абразивного круга происходит автоматическое отключение полуавтомата. Разрезанный магнитопровод снимается вручную, складывается в специальную тару и подается к станку для снятия заусенцев.

Станок для снятия заусенцев с магнитопровода предназначен для снятия заусенцев с заготовок ленточных магнитопроводов после операции разрезки.

Технические данные станка

Габаритные размеры (длина × ширина × высота), мм	1120 × 620 × 1000
Частота вращения шлифовального круга, об/мин	780
Установленная мощность, кВт	0,8

Станок состоит из следующих основных узлов: станины и электропривода. Станина имеет сварную конструкцию коробчатой формы, внутри которой размещены электропривод и вентиляционная система. С помощью абразивного круга, установленного на вращающемся вертикальном валу, происходит доведение поверхности места разреза витого магнитопровода до чистоты, определяемой требованиями технической документации. Затем витая часть магнитопровода поступает на линию первой сборки ПРА.

Если магнитопровод балластного дросселя ленточно-пластинчатый, то пластинчатая часть магнитопровода изготавливается на прессах-автоматах типов ИМ-98, А-624 и им подобных. Основание и крышка корпуса балластного дросселя выполняются на листоштамповочных автоматах типа АВ-6232.

Изготовление магнитопроводов балластных дросселей, как и вообще электрических аппаратов, может включать различные виды операций: роспуск ленты на полосы заданной ширины, штамповку, изгиб, навивку магнитопроводов из ленты, резку навитых магнитопроводов абразивными кругами, шлифовку и т. д. Все эти операции вызывают внутреннее изменение структуры магнитного материала и в большинстве случаев ухудшают его магнитные свойства — расширяется петля гистерезиса и возрастают магнитные потери, уменьшается магнитная прони-

цаемость и увеличивается коэрцитивная сила. Степень изменения магнитных и электрических свойств зависит от размеров обрабатываемого образца и видов механической обработки. Так, например, резка стали марки 3413 толщиной 0,35 мм на полосы шириной 2,5 и 30 мм вызывает увеличение удельных потерь на 7,5 и 12% соответственно. Существенное ухудшение магнитных свойств стали происходит при штамповке пластин магнитопровода. При этом свойства стали особенно резко ухудшаются в зоне наибольшей деформации — на расстоянии 0,5—3 мм от края листа. Размер этой зоны зависит от качества штампа, толщины и сорта стали. При использовании затупленного инструмента для штамповки образуются заусенцы пластин, которые приводят к замыканиям и, как следствие, к повышению потерь в стали и снижению коэффициента заполнения пакета сталью.

Стягивание пластин стали в пакеты также ухудшает магнитные и электрические свойства стали. При этом электрическое сопротивление уменьшается, а потери возрастают. Например, при сжимающем усилии, равном 10 мПа, потери в стали марки 3413 возрастают примерно на 200%. Поэтому при сборке ленточных магнитопроводов трансформаторов и отдельных конструкций дросселей усилие стяжки, с одной стороны, должно быть достаточным для получения минимального зазора в стыке и, с другой, не превышать 1—1,5 мПа для поперечного сечения стержня магнитопровода, иначе наблюдается рост потерь в сердечнике.

При изгибе пластин (ленты) электротехнической стали толщиной 0,35 мм при радиусе $r = 80$ мм поверхностные слои ленты уже будут испытывать пластическую деформацию, а внутренние — упругую. Отличительная особенность такого вида деформации состоит в деформации всего объема металла, что, как правило, приводит к более существенному ухудшению магнитных свойств, чем при штамповке. Так, магнитная индукция в сильных полях в стали марки 3414 снижается очень значительно: при r , м, составляющем ∞ , 0,07 и 0,03 магнитная индукция B_{2500} . Тл, равна соответственно 1,90; 1,26 и 1,10.

Как указывалось выше, для изготовления магнитопроводов дросселей преимущественно используются холоднокатаная, электротехнические стали — изотропная марки 2212 и анизотропная с ребровой структурой марок 3413 и 3414.

Особенностью холоднокатаной текстурованной стали (с ребровой или кубической структурой) является наличие ярко выраженной кристаллической структуры. Это обуславливает анизотропию магнитных и электрических свойств. Поэтому магнитопроводы, изготавливаемые из такой стали, должны быть такой конфигурации, чтобы магнитный поток в основном совпадал с направлением проката стали. В полной мере это удастся осуществить для ленточных магнитопроводов. При использовании пластинчатых магнитопроводов в любом случае

будут участки магнитопровода, в которых магнитный поток ориентирован под разными углами к направлению проката.

При таких операциях с готовым магнитопроводом, как резка, опиловка, обточка, шлифовка, нарушается изоляция между пластинами и увеличиваются вихревые токи и потери в стали. Резка навитого магнитопровода осуществляется, как правило, на две симметричные равные части, что приводит к образованию воздушного зазора при стыковке после резки. На основании практических данных установлено, что воздушный зазор между точно обработанными поверхностями, соединенными без давления, равен $l_v = 0,035$ мм (на практике зазор стыка принимают равным 0,05 мм), при давлении порядка 20 мПа зазор становится практически равным нулю.

Кроме образования воздушного зазора резка магнитопровода вызывает деформацию материала по поверхности разреза, разрушение межвитковой изоляции и замыкание соседних витков. Воздушный зазор и деформация материала увеличивают намагничивающий ток, а межвитковое замыкание на торцах, разрушение изоляции и замыкание на торцах, разрушение изоляции и замыкание соседних витков ленты заусенцами приводит к росту потерь на перемагничивание. Таким образом, операция разрезки увеличивает общие потери на перемагничивание в ленточном магнитопроводе.

Ухудшение магнитных свойств, связанное с технологическими операциями, может быть в одних случаях почти полностью, а в других частично устранено повторным отжигом. Однако отжиг повышает стоимость ПРА. Многочисленные эксперименты показали, что повторный (восстановительный) отжиг повышает магнитную проницаемость на 50—70% и более по сравнению с первоначальной. При этом качество отжига в значительной степени зависит от режима термической обработки: скорости нагревания; температуры, при которой производится выдержка; времени выдержки и скорости охлаждения.

Выбор режима повторного отжига пластин и ленточных магнитопроводов зависит от характера и степени деформации, марки стали, ее состава (легирующих элементов) и тех магнитных

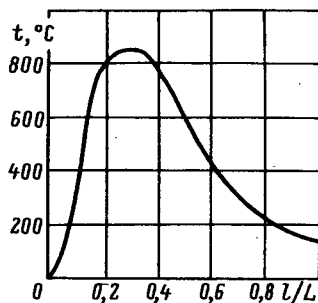


Рис. 8.12. Изменение температуры по длине проходной печи (L — длина печи; l — расстояние от начала печи)

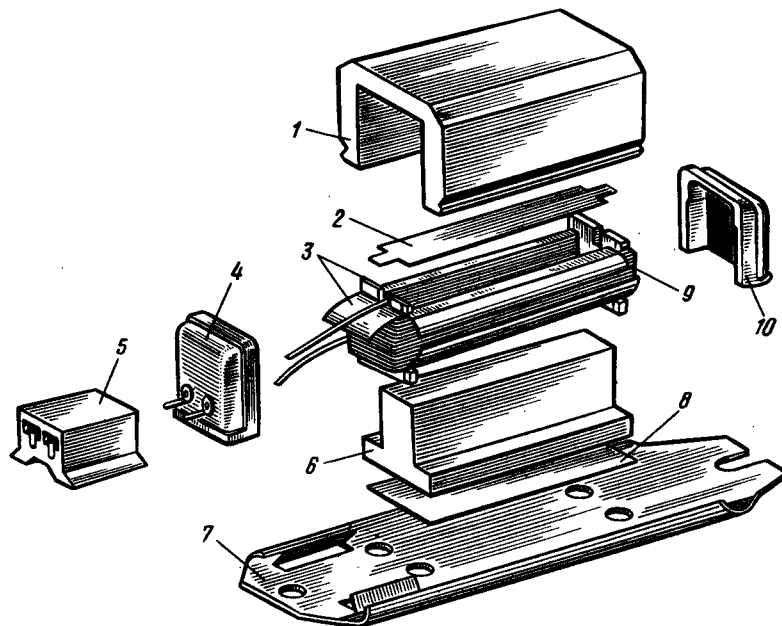


Рис. 8.13. Сборочные элементы ПРА на пластинчатом магнитопроводе: 1 — П-образные пластины магнитопровода; 2 — изоляционная прокладка для настройки воздушного зазора; 3 — каркасы; 4 — монтажная крышка; 5 — набор зажимов; 6 — Т-образные пластины магнитопровода; 7 — основание; 8 — прокладка; 9 — обмотка; 10 — крышка

характеристик, которые имеют основное значение для данного вида изделий. Для холоднокатаной текстурированной стали для повторного отжига широко используются проходные печи. Изменение температуры по длине печи показано на рис. 8.12.

Экспериментальные исследования, проведенные на ПО «Ватра», показали, что скорость охлаждения должна быть не более $200\text{—}300^\circ\text{C/ч}$. Это обусловлено тем, что при резком охлаждении магнитопровод расслаивается, в нем увеличиваются удельные потери и снижается индукция насыщения.

Максимальная температура повторного отжига электротехнической стали ограничивается, как правило, температурой разрушения электроизоляционного покрытия, всегда имеющегося на одной или обеих поверхностях стали. Для холоднокатаной текстурированной стали с электроизоляционным покрытием по ГОСТ 21427.0-75 максимальная температура повторного отжига составляет $790\text{—}820^\circ\text{C}$. Экспериментально установлено, что при температуре отжига 800°C удельные потери снижаются более существенно (в среднем на 3—4%), чем при отжиге при температуре $660\text{—}680^\circ\text{C}$.

Характер повышения температуры не оказывает существен-

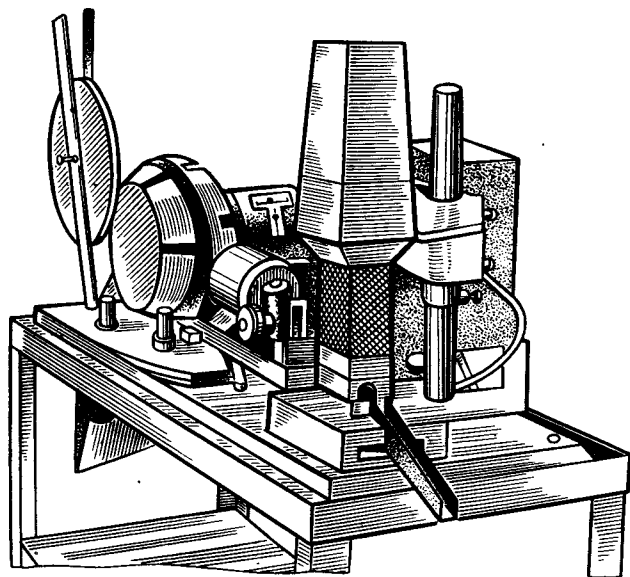


Рис. 8.14. Автомат типа ЛПА-1 для изготовления настроечных прокладок

ного влияния на качество отжига. Время выдержки при максимальной температуре имеет оптимальное значение, отклонение от которого вызывает ухудшение магнитных свойств.

Существенно отличной является технология изготовления магнитопроводов из ферритов, пресс-порошковых материалов и аморфного железа. Эти материалы позволяют изготавливать магнитопроводы методом прессования, не накладывая жестких ограничений на форму магнитопровода. Производство магнитопроводов из порошковых материалов позволяет снизить трудоемкость изготовления, однако большие удельные потери и размеры получаемых балластных дросселей сделали неэкономичным внедрение их в серийное производство.

8.4. СБОРКА

Сборка ПРА на пластинчатом магнитопроводе. Сборочные элементы одного из типов ПРА на пластинчатом магнитопроводе показаны на рис. 8.13.

Сборка является важнейшей операцией технологического цикла, от качества выполнения которой зависят электрические параметры ПРА. Нарушение технологического процесса является также основной причиной повышения шума ПРА.

Дроссель поступает на монтаж крышки основания, которая

закрепляется завальцовкой на пневматическом прессе. После завальцовки осуществляется контрольная операция — проверка тока настройки дросселя. Затем монтируются боковые крышки, и дроссель поступает на пропитку.

Регулировка рабочего тока ПРА выполняется с помощью настроечных прокладок из различных материалов (латуни, алюминия, электроизоляционного картона и т. д.). Так, прокладки из картона изготавливаются на автоматах типа ЛПА-1.

Технические данные автомата ЛПА-1:

Мощность приводного двигателя, Вт	35
Мощность двигателя отсоса, Вт	150
Скорость подачи ленты, мм/мин	1260
Ширина ленты, мм, не более	16
Габаритные размеры автомата (длина × ширина × высота), мм	1030 × 430 × 650
Масса автомата, кг	16

Автомат (рис. 8.14) служит для вырезки и шлифовки прокладочного электроизоляционного картона заданных длины и толщины, обеспечивающих требуемый воздушный зазор. Автомат состоит из следующих основных частей: лентодержателя, шлифовального станка, подающего устройства и механизма для резки ленты, который управляется с помощью электронных приборов. Станок шлифует картонную ленту точностью до 0,01 мм. Отходы шлифования отсасываются. После шлифовки лента необходимой длины, установленной с помощью электронного устройства, подается в штамп, находящийся на магнитном прессе. Электронное реле времени обеспечивает резку ленты заданной длины. Необходимый воздушный зазор устанавливается микрорегулятором на шлифовальном станке.

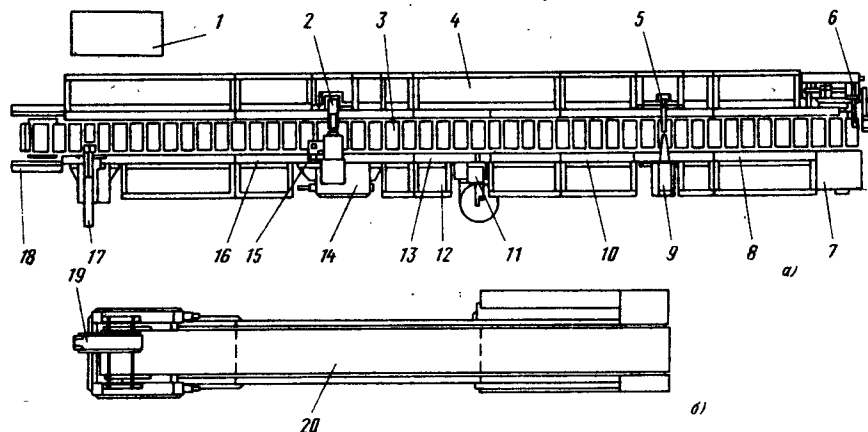


Рис. 8.15. Линия автоматизированной сборки ленточно-пластинчатого ПРА

Унифицированная конструкция ПРА и универсальное оборудование позволяют с небольшими переделками изготавливать всю номенклатуру ПРА в диапазоне мощностей от 4 до 80 Вт.

Сборка ПРА на ленточном или комбинированном (ленточно-пластинчатом) магнитопроводе производится на линии автоматизированной сборки. Общий вид линии показан на рис. 8.15. Ленточная и пластинчатая части магнитопровода ПРА, катушка, крышки и основание корпуса поступают на линию сборки.

Технические данные линии:

Напряжение питания, В	380
Такт работы, с	3 и 4
Габаритные размеры линии (длина × ширина × высота), мм	1276 × 2860 × 1120

Линия состоит из сборочного автоматизированного конвейера 4 (рис. 8.15,а), ленточного конвейера 20 (рис. 8.15,б), приемного лотка 19, установленного на нем, и пульта управления 1.

Автоматизированный конвейер выполнен по типу пластинчатого конвейера, пластинами которого служат тележки 3. Каркас конвейера изготовлен из профильного проката и состоит из приводной станции 7, секций 8, 10, 13 и 16, натяжной станции 18. На секции и приводную станцию крепятся автооператоры и узлы, выполняющие автоматические операции сборки ПРА: узел фиксации 2, автооператор перегрузки 6, узел фиксации корпуса 5, автооператор установки дросселя 9, автооператор установки скобы 11, узел фиксации магнитопровода 12, автооператор сборки катушек с магнитопроводом 14, узел контроля установки катушек 15, автооператор установки магнитопровода 17.

Линия работает следующим образом. На сборочном автоматизированном конвейере собирается ПРА, затем он перегружается на ленточный конвейер и транспортируется к установке настройки и завальцовки, где устанавливается крышка и происходит настройка и завальцовка. Завальцованные и настроенные ПРА укладываются в тару. После этого они поступают на операцию пропитки, осуществляемую на автоматической установке.

Автоматическая установка для вакуумной пропитки все шире применяется в технологии пропитки.

Вместо пропитки методом окунания при атмосферном давлении все шире начинают применяться процессы насыщения в вакууме и насыщения при использовании вакуума и избыточного давления, т. е. вакуумная пропитка.

Несмотря на разнообразие способов и широкую область применения вакуумной пропитки, осуществляемой в жидкой среде (в пропиточном лаке), ее основные технологические операции и их последовательность состоят в следующем:

- подача пропитываемого изделия в пропиточное пространство;
- создание вакуума, способствующего уменьшению влажности и удалению газов из пропитываемого изделия;
- заполнение изделия, находящегося в вакууме, жидким пропиточным материалом;
- создание избыточного давления в пропиточном пространстве;

изъятие изделия после удаления пропиточного материала и восстановления в пропиточном пространстве атмосферного давления;

последующая обработка пропитанного изделия (сушка лака).

Технические данные установки:

Напряжение питания, В	380
Потребляемая мощность, кВт	420
Расход пара, кг/ч	10
Расход сжатого воздуха, м ³ /ч	14
Длина контейнерного пути, м	87,6
Число подвесок для изделий, шт	73
Скорость перемещения конвейера, м/мин	3
Габаритные размеры установки (длина × ширина × высота), мм	25000 × 7000 × 6000
Масса установки, кг	40 000

Сначала балластные дроссели, размещенные на подвеске, попадают в проходную камеру предварительного нагрева до температуры 80° С. Затем подвеска устанавливается посередине между двумя полушарами автоклава. Обе половины автоклава смыкаются, и начинается процесс пропитки. Он состоит в следующем:

- 1) вакуумирование (остаточное давление 5 кПа);
- 2) насыщение в холодном лаке (20° С) в вакууме;
- 3) после затопления лаком в автоклав подается сжатый воздух (давление около 200 кПа), что способствует проникновению лака во все пазы изделия.

После окончания пропиточных операций давление в автоклаве уравнивается атмосферным, полушары автоклава разводятся, подвеска с изделиями перемещается дальше.

Процесс пропитки полностью автоматизирован. Управление осуществляется от конвейера на подвесном устройстве. Таким образом, в случае, если на подвеске нет изделий, то полушары автоклава не соединяются и процесс пропитки не совершается.

После пропитки изделия попадают в проходную камеру сушки. После выхода из нее они снимаются вручную, укладываются в тару и поступают на операцию окончательной сборки на конвейер проверки и маркировки ПРА.

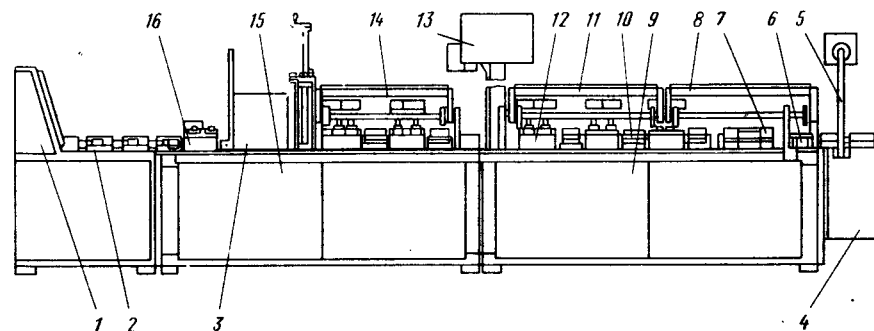


Рис. 8.16. Конвейер проверки и маркировки ПРА

8.5. ИСПЫТАНИЕ И УПАКОВКА ГОТОВЫХ ПРА

Контроль качества ПРА является заключительной операцией.

Конвейер проверки и маркировки предназначен для автоматической проверки ПРА при приемо-сдаточных испытаниях и нанесения надписи способом трафаретной печати. Установка набора зажимов производится вручную при поступлении ПРА на конвейер. Общий вид конвейера показан на рис. 8.16.

Технические данные конвейера:

Такт работы конвейера, с	6
Загрузка конвейера	Ручная
Подключение тележек к измерительному стенду на позициях проверки электрических параметров	Автоматическое
Напряжение при проверке электрической цепи ПРА, В, не более	24
Напряжение питания, В	380
Нанесение маркировки на ПРА	Автоматическое
Габаритные размеры конвейера (длина × ширина × высота), мм	5365 × 1800 × 1690
Масса конвейера, кг	1500

Конвейер состоит из приводной станции 1, тележек 2, узла маркировки 3, натяжной станции 4, пульта управления 5, узла ввода контактов 6, узла контроля электрической цепи 7, кожухов 8, 11 и 14, секций 9 и 15, узлов подачи напряжений 10, механизмов сброса 12 и 16, счетчика-табло 13, а также шкафов управления.

Аппараты с набором зажимов вручную вставляются в тележки в начале конвейера. Продвигаясь совместно с тележкой, ПРА поочередно автоматически подключается к измерительным цепям. При этом происходит проверка коммутации цепи и следующих параметров: электрического сопротивления изоляции, электрической прочности изоляции, токов пускового и рабочего режимов. Если ПРА не годен по какому-либо из перечисленных параметров, то он автоматически сбрасывается в специальные ящики. Общее число отбракованных ПРА по любому параметру в любой момент времени можно получить на счетчике-табло, нажав соответствующую кнопку. На выходе с конвейера годные ПРА маркируются с помощью механизма трафаретной печати. При отсутствии ПРА на тележке этот механизм отключается.

На линию упаковки ПРА поступают готовые изделия, где их формируют в блоки и упаковывают в термоусадочную полиэтиленовую пленку.

Технические данные линии:

Напряжение питания, В	380
Производительность линии, шт	120—400
Температура в камере усадки пленки, °С	40—50
Объем горячего воздуха, подаваемого вентилятором в камеру усадки пленки, м ³ /ч	(3—10) · 10 ³
Габаритные размеры линии (длина × ширина × высота), мм	4900 × 2800 × 2000

Вручную заворачиваются два блока аппаратов в полиэтиленовую пленку, после чего при включении конвейера открываются дверцы камеры усадки, происходит движение конвейерной ленты на один шаг и осуществляется подача сформированных блоков в камеру усадки. Дверцы камеры закрываются, и в течение 1—3 мин происходит усадка полиэтиленовой пленки. После усадки пленки дверцы открываются и происходит движение конвейера на один шаг. Упакованные блоки поступают в камеру охлаждения, а в камеру усадки попадают вновь сформированные блоки. Из камеры охлаждения упакованные блоки поступают на позицию разгрузки и оттуда на склад готовой продукции.

8.6. РОБОТОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПРА

Полностью автоматизированные процессы штамповки, сборки, настройки и проверки пластинчатых балластных дросселей осуществляются на робототехнологическом комплексе (РТК).

Робототехнологический комплекс, первый в Советском Союзе, был разработан ВПКТИСвет производственного объединения «Ватра». Из-за недостаточного опыта разработчиков он не был лишен некоторых недостатков, связанных прежде всего с невысокой надежностью работы. К сожалению, РТК был лишь опробован, но не был внедрен в технологию массового производства ПРА. Однако даже в таком виде, на наш взгляд, РТК представляет интерес, и поэтому мы сочли целесообразным привести его описание как пример перспективного оборудования для массового производства ПРА.

РТК предназначен для производства ПРА на штампованном магнитопроводе (рис. 8.17). Магнитопровод состоит из двух пакетов I-образных пластин 2, двух пакетов C-образных пластин 1, крышки 3 и катушки 4, заключенной в металлические обоймы 5. После намотки катушки обжимаются до заданных размеров на специальной установке. Металлические обоймы предотвращают возможность повреждения катушек в процессе их автоматизированной сборки с магнитопроводом на РТК.

Основные узлы и механизмы РТК изображены на рис. 8.18. В состав РТК входит следующее оборудование:

- 1) стойка размоточная (на ней устанавливаются рулоны электротехнической стали, предназначенной для штамповки магнитопровода);
- 2) правильно-разматывающее устройство, осуществляющее разматывание ленты из рулона, правку и снятие заусенцев с кромок ленты;
- 3) пресс-автомат типа ИМ-98;
- 4) лотки для транспортировки пластин магнитопровода;
- 5) механизм отсекаания пакетов пластин магнитопровода и механизм отсекаания пакетов пластин заданной длины от непрерывного потока, движущегося по лоткам;

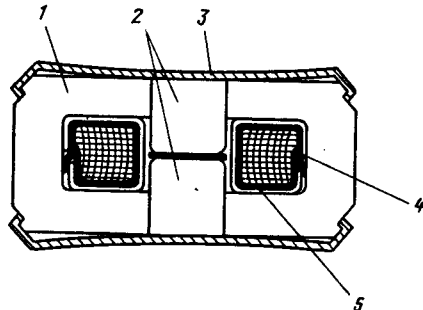
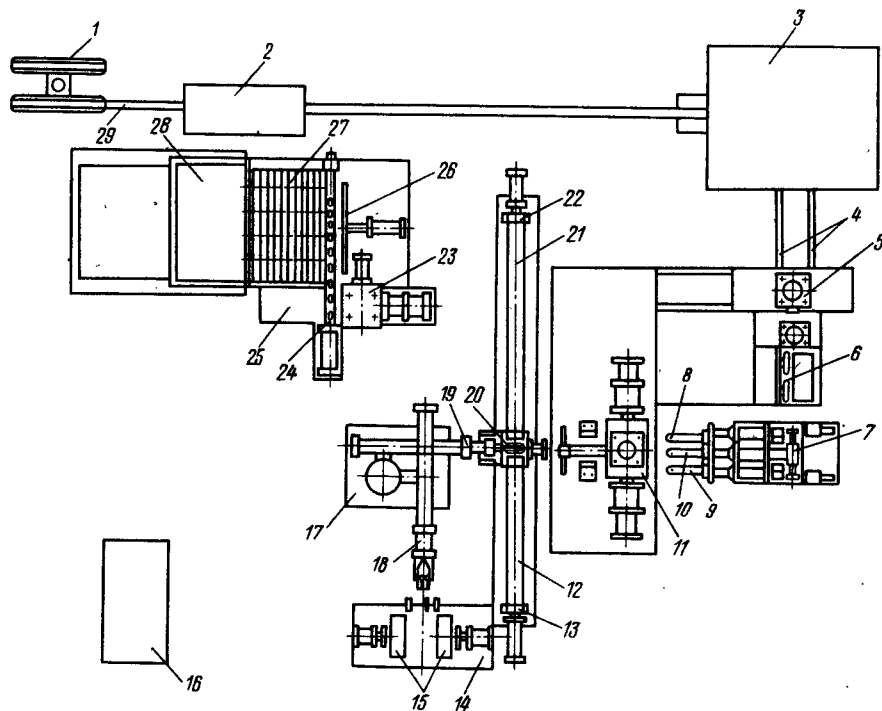


Рис. 8.17. Конструкция ПРА серии 01 исполнения 015

Рис. 8.18. Робототехнологический комплекс изготовления ПРА



- 6) механизм выдачи, отрезки и укладки двух немагнитных прокладок в зазор магнитопровода;
 7) трехрукий робот-сборщик;
 8) руки робота-сборщика с захватами для С-образных пакетов пластин магнитопровода (см. рис. 8.17);
 9) рука робота-сборщика с захватом для I-образных пластин магнитопровода (см. рис. 8.17);
 10) механизм сборки катушки с магнитопроводом;

- 11) транспортная магистраль для крышек;
 12) накопитель для крышек;
 13) механизм выдачи катушек;
 14) накопитель катушек;
 15) микро-ЭВМ типа «Электроника К1-20», управляющая работой механизмов РТК;
 16) двухрукий транспортный робот;
 17) рука транспортного робота с захватом для катушек;
 18) рука транспортного робота с захватом для собранного дросселя;
 19) механизм сборки дросселя с крышкой и основанием;
 20) транспортная магистраль для оснований;
 21) накопитель для оснований;
 22) механизм контроля тока дросселей;
 23) механизм для перемещения годных дросселей;
 24) лоток для бракованных дросселей;
 25) толкатель для перемещения накопленного ряда годных дросселей на шибер;
 26) шибер для накопления годных дросселей;
 27) транспортная тара для годных дросселей.

Технические данные комплекса:

Производительность, шт./ч	120
Грузоподъемность захватов робота-сборщика, кг	2
Грузоподъемность исполнительных устройств транспортного робота, кг	5
Вместимость накопителей механизма выдачи катушек, шт	50
Вместимость накопителей крышек и оснований, шт	100
Вместимость транспортной тары, шт	900
Занимаемая площадь, м ²	28
Потребляемая мощность (включая пресс-автомат типа ИМ-98), кВт	25
Расход воздуха при давлении в пневмосети 0,5 МПа, м ³ /мин	8
Количество типов ПРА, проверяемых механизмом контроля тока дросселей, шт	9
Масса комплекса (без пресса-автомата типа ИМ-98), кг	5700

Лента электротехнической стали 29 с размоточной стойки 1 через правильно-разматывающее устройство 2 подается валково-секторной подачей пресс-автомата 3 в зону вырубki деталей магнитопровода. Вырубленные штампы детали по лоткам 4 продвигаются при каждом ходе пресса на толщину материала, из которого вырубается пластины, в зону отсечки механизма 5. Этот механизм состоит из двух формователей и упора. Потоки пластин сопровождаются подпружиненными вилками с фланцами. Отсечка происходит при заданном размере пакета пластин с погрешностью, равной толщине материала, из которого вырубается пластины. Длина набора магнитопровода регулируется установкой бесконтактного датчика с регулировочным винтом. Отсечение и перепрессовка пакетов пластин в захваты рук робота-сборщика 7 осуществляются пуансоном через окно матрицы.

Сначала с помощью механизма 5 осуществляется отсекаание одного пакета I-образных пластин в захват руки 10 и одного пакета С-образных пластин в захват руки 9 робота-сборщика 7. Затем робот-сборщик убирает свои руки из зоны отсекаания пакетов пластин. При этом захват руки 10 робота-сборщика 7 устанавливается под механизмом 6 выдачи, отрезки и укладки немагнитных прокладок. К этому моменту времени выдача двух немагнитных прокладок механизмом 6 заканчивается, и он осуществляет их отрезку и укладку в кассету руки 10 на поверхность пакета I-образных пластин. Длина одной прокладки неизменна и равна длине пакета магнитопровода, отсекаемого в кассету, длина другой изменяется в зависимости от типа ПРА, характеристик стали и степени износа штампа. После этого робот-сборщик 7 снова вводит захваты рук 8, 9 и 10 в механизм 5. Происходит отсечка I-образного пакета пластин в захват руки 10 и С-образного — в захват руки 8 робота-сборщика 7. После этого робот-сборщик 7 убирает свои руки из механизма отсекания 5, поворачивается на 90°, останавливается напротив механизма 11 сборки катушки с магнитопроводом и вводит захваты рук 8, 9 и 10 с пакетами пластин в механизм 11, где к этому времени установлена и зафиксирована катушка дросселя. Сборка дросселя осуществляется в два перехода. При первом два пакета I-образных пластин с немагнитными прокладками между ними переталкиваются в катушку сверху вниз, а пакеты С-образных пластин предварительно выдвигаются из кассет справа и слева до фиксирующих катушку упоров. При втором переходе фиксирующие упоры убираются и пакеты пластин досылаются в катушку. После этого робот-сборщик 7 убирает свои руки из механизма 11, поворачивается на 90°, останавливаясь напротив механизма 5, и вводит в механизм отсекания пакетов пластин захваты рук 8, 9 и 10. Подача катушки в механизм сборки 11 осуществляется транспортным роботом 17 из механизма выдачи катушек 14. Этот механизм содержит два накопителя 15. Загрузка катушек в накопители осуществляется из тары специальным приспособлением. Включение робототехнологического комплекса осуществляется с пульта 16. Транспортный робот 17 имеет две руки, расположенные под углом 90°, со специальными захватами. На руке 18 установлен захват для катушки, на руке 19 — захват для дросселя. Транспортный робот 17 одновременно выдвигает руки 18 и 19 с захватами. Захват руки 18 оказывается над катушкой в зоне механизма 14 выдачи катушек. Захват руки 19 входит в механизм 11 сборки катушки с магнитопроводом дросселя, забирает собранный дроссель и возвращается с ним в исходное положение. Захват с дросселем оказывается над механизмом сборки 20 дросселя с крышкой и основанием. При наличии крышки и основания захват руки 19 поворачивается на 90° вокруг горизонтальной оси, и дроссель оказывается повернутым замками А (см. рис. 8.17) к горизонтальному столу механизма 20. После этого руки 18 и 19 транспортного робота 17 одновременно опускаются. При этом дроссель, удерживаемый захватами руки 19, по ходу движения захватывает в замки А крышку и основание и опускается с ними до крайнего нижнего положения. В нем происходит защелкивание крышки и основания в замки Б дросселя (см. рис. 8.17) и захват катушки рукой 18 в зоне механизма 14. После этого руки 18 и 19 одновременно поднимаются до крайнего верхнего положения. Рука 18 втягивает захват с катушкой, а рука 19 поворачивает захват с собранным дросселем на 90° вокруг горизонтальной оси. В результате дроссель оказывается расположенным

основанием вниз параллельно горизонтальному столу механизма 20. Этот стол имеет возможность перемещаться с помощью полуосей 12 и 21, закрепленных в механизмах 13 и 22. Обе руки транспортного робота 17 поворачиваются на 90° вокруг вертикальной оси и выдвигаются вперед. В результате захват с катушкой руки 18 оказывается в зоне механизма сборки 11, где захват руки 19 с дросселем попадает в зону механизма 23 контроля тока дросселя, где последний и остается для контроля. Руки 18 и 19 втягиваются и поворачиваются вокруг вертикальной оси на 90°. В результате захват руки 18 оказывается напротив механизма 15, а захват руки 19 — над зоной сборки механизма 20. Механизм 23 осуществляет контроль тока дросселей, бракованные изделия сталкиваются на лоток 25. В случае попадания подряд двух бракованных дросселей на лоток 25 РТК останавливается для выяснения причин брака, это же имеет место и при накоплении в лотке 12 бракованных дросселей. Годные дроссели перемещаются возвратно-поступательным движением механизма 24 вперед. При накоплении в ряду пяти годных дросселей толкатель 26 перемещает ряд на шибера 27. При заполнении шибера 27, т. е. наполнении 12 рядов, осуществляется укладка дросселей с шибера в тару 28. Все движения на РТК синхронизированы. Микро-ЭВМ осуществляет постоянный контроль выполнения всех операций, наличия немагнитных прокладок в механизме 6, катушек в накопителях 15, крышек и оснований на позиции сборки механизма 20.

Разработанный РТК может явиться основой гибкого автоматизированного производства ПРА с широким применением современного программно-управляемого технологического оборудования и микропроцессорных управляющих вычислительных средств. Гибкие автоматизированные производства — это качественно более совершенный этап комплексной автоматизации. Они создают возможность комплексной автоматизации всего производства — от проектирования изделий и технологии до изготовления продукции и ее доставки потребителю. Эта тенденция ведет к созданию высокоавтоматизированных цехов и заводов-автоматов, главными особенностями которых являются широкое применение вычислительной техники практически во всех звеньях производства, высокий уровень автоматизации технологического оборудования на базе числового программного управления, устранение ручного труда за счет применения робототехники.

- 1.1. Справочная книга по светотехнике / Под ред. Ю. Б. Айзенберга. М.: Энергоатомиздат, 1983.
- 1.2. Скобелев В. М., Афанасьева Е. И. Источники света и пускорегулирующая аппаратура. М.: Энергоатомиздат, 1986.
- 1.3. Вассерман А. Л., Васильев В. И. Электрические характеристики контура с газоразрядной лампой и емкостным балластом на переменном токе // Светотехника. 1964. № 9. С. 15—19.
- 1.4. Караев Р. И. Методика расчетов симметричных режимов работы дуговых печей // Электричество. 1952. № 10. С. 12—18.
- 1.5. Краснополюсский А. Е. Некоторые вопросы работы газоразрядных ламп с индуктивными балластами // Светотехника. 1961. № 12. С. 12—17.
- 1.6. Краснополюсский А. Е. Разработка методов расчета, оценки и выбора элементов и схем пускорегулирующих аппаратов для газоразрядных ламп: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1963.
- 1.7. Бурак В. И. Исследование режимов работы люминесцентных ламп и схем их включения в установках регулирования светового потока: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1979.
- 1.8. Волченко В. А., Краснополюсский А. Е. Работа линейного индуктивного балласта с люминесцентной лампой в режиме односторонней проводимости // ЭПСИ. 1973. № 4. С. 14—17.
- 1.9. Волченко В. А., Краснополюсский А. Е. Работа индуктивно-емкостных ПРА при деактивированном катоде люминесцентной лампы // Светотехника. 1974. № 6. С. 8—11.
- 1.10. Троицкий А. М. Метод расчета контура газоразрядная лампа — линейный балласт // Тр. МЭИ. 1971. Вып. 123. С. 152—159.
- 1.11. Троицкий А. М., Спириин А. А. Метод расчета контура газоразрядная лампа — линейный индуктивный балласт // Тр. МЭИ. 1975. Вып. 210. С. 143—149.
- 1.12. Троицкий А. М. Метод расчета контура линейный емкостно-индуктивный балласт — газоразрядная лампа // Светотехника. 1973. № 9. С. 4—7.
- 1.13. Троицкий А. М. Методы исследования и расчета схем включения люминесцентных ламп, питаемых от полупроводниковых преобразователей частоты: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1965.
- 1.14. Спириин А. А. Методы расчета и исследования контура газоразрядная лампа — индуктивный балласт с потерями и определение оптимальных параметров дросселей: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1975.
- 1.15. Симонов А. С., Троицкий А. М. Компенсированные трансформаторные и автотрансформаторные схемы включения газоразрядных ламп // Тр. МЭИ. 1977. Вып. 327. С. 73—78.
- 1.16. Симонов А. С. Метод конструктивного расчета компенсированного ПРА, содержащего трансформатор с большим внутренним сопротивлением // Тр. МЭИ. 1977. Вып. 316. С. 63—66.
- 1.17. Лазаревич С. Б. Методы исследования и расчета бесстартерных индуктивных схем включения люминесцентных ламп с подогревными электродами: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1975.
- 1.18. Свиричук Ю. С. Теория электрической дуги переменного тока // Теория электрической дуги в условиях вынужденного теплообмена. Новосибирск: Наука, 1977. С. 87—114.
- 1.19. Masumi K., Bo H. Method of calculating of high pressure discharge lamps circuits // J. III. Eng. Inst. Jap. 1975. Vol. 59. № 5. P. 194—209.
- 1.20. Штурм Г. К. Пускорегулирующая аппаратура и схемы включения люминесцентных ламп: Пер. с нем. М.: Изд-во иностр. лит., 1961.
- 2.1. Грановский В. Л. Электрический ток в газе. М.: Гостехиздат, 1952.
- 2.2. Уэймаус Д. Газоразрядные лампы: Пер. с англ. / Под ред. Г. Н. Ролина. М.: Энергия, 1977.
- 2.3. Литвинов В. С., Троицкий А. М., Холопов Г. К. Характеристики отечественных люминесцентных ламп при работе на повышенных частотах // Светотехника. 1964. № 1. С. 6—8.
- 2.4. Афанасьева Е. И., Зельдов М. Ю., Краснополюсский А. Е. Анализ причин выхода из строя светильников с бесстартерными пускорегулирующими аппаратами // ЭПСИ. 1971. Вып. 5. С. 23—24.
- 2.5. Фугенфиров М. И. Электрические схемы с газоразрядными лампами. М.: Энергия, 1974.
- 2.6. Рохлин Г. Н. Газоразрядные источники света. М.: Энергия, 1966.
- 2.7. Краснополюсский А. Е. О дифференциальном уравнении газоразрядной лампы // Светотехника. 1977. № 12. С. 13.
- 2.8. Краснополюсский А. Е. Дифференциальная аппроксимация динамических вольт-амперных характеристик люминесцентных ламп // Светотехника. 1978. № 12. С. 10—11.
- 2.9. Krasnopolskiy A. E. Polovodičové předřadníky // Světelná Technika. 1981. Ročník XIV. С. 27—32.
- 2.10. Тарасенко Н. Г. Разработка и использование математических моделей газоразрядных ламп для расчета электрических цепей приборов включения. Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1980.
- 3.1. Краснополюсский А. Е. Теорема об активном нелинейном двухполюснике // Тр. МЭИ. 1964. Вып. 57. С. 5—10.
- 3.2. Краснополюсский А. Е. Преобразование характеристик нелинейных двухполюсников // Тр. МЭИ. 1964. Вып. 57. С. 11—26.
- 3.3. Краснополюсский А. Е. Некоторые вопросы работы газоразрядных ламп с индуктивными балластами // Светотехника. 1961. № 12. С. 12—17.
- 3.4. Краснополюсский А. Е. Газоразрядная лампа с нелинейным индуктивным балластом // Светотехника. 1963. № 3. С. 22—28.
- 3.5. Волченко В. А., Краснополюсский А. Е. К вопросу об аппроксимации кривых намагничивания магнитных материалов // Тр. МЭИ. 1972. Вып. 152. С. 149—155.
- 3.6. Коризиа Й. Ю., Троицкий А. М. Метод расчета контура с люминесцентными лампами при высокочастотном питании // Светотехника. 1984. № 4. С. 11—12.
- 3.7. Дьяков Е. Д. Разработка и исследование трехфазных пускорегулирующих аппаратов для включения газоразрядных ламп высокого давления: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1983.
- 3.8. Торосин Г. М. Разработка методов расчета и трехфазных пускорегулирующих аппаратов для люминесцентных ламп холодного зажигания: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1984.
- 3.9. Троицкий А. М., Елисеев Н. П. Методы электротехнического расчета симметричных схем включения газоразрядных ламп в трехфазную сеть // Тр. МЭИ. 1980. Вып. 488. С. 76—79.
- 3.10. Краснополюсский А. Е., Олейников В. Н. О расчете коэффициентов неустойчивости в электрических цепях с газоразрядными лампами // Светотехника. 1977. № 5. С. 6—8.
- 3.11. Олейников В. Н. Исследование чувствительности цепей с газоразрядными лампами: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1977.
- 3.12. Краснополюсский А. Е., Олейников В. Н., Соколов В. Б. Применение метода диакоптики к анализу стабильности работы многоэлементных схем с газоразрядными лампами // Тезисы докладов на Всесоюз. научн. конф. по современным проблемам энергетики и электротехники. М.: МЭИ. 1977. С. 48.
- 3.13. Волченко В. А. Исследование электрических режимов схем с газоразрядными лампами: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1975.
- 3.14. Краснополюсский А. Е., Тарасенко Н. Г., Шкуро Н. Н. Методы расчета схем ПРА для газоразрядных ламп // ЭСИ. 1980. № 2. С. 7—8.
- 3.15. Краснополюсский А. Е., Соколов В. Б., Шкуро Н. Н. Полупроводнико-

вые балластные устройства для газоразрядных ламп // Тр. МЭИ. 1979. Вып. 226. С. 134—139.

3.16. А. с. 738199 СССР, МКИ 05 В 41/39. Устройство для стабилизации режима горения газоразрядной лампы / М. Е. Клыкков, А. Е. Краснополянский, Н. Н. Шкуро // Открытия. Изобретения. 1980. № 20.

4.1. Новиков О. Я. Устойчивость электрической дуги. М.: Энергия, 1977.

4.2. Заруди М. Е. Критерии существования и устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой // Электричество. 1977. № 4. С. 53—57.

4.3. Крижанский С. М. Теоретическая модель дуги переменного тока в продольном потоке газа // Электричество. 1975. № 6. С. 1—5.

4.4. Masumi K., Vo H. Application of the lamp model equation to HID lamps with various voltage // J. Light and Vis. Eng. 1977. Vol. 1. № 1. P. 18—23.

4.5. Клыкова М. Н., Краснополянский А. Е., Лебедев Л. Ф. Расчет индуктивного и индуктивно-емкостного балластов с помощью дифференциального уравнения люминесцентной лампы // Тр. МЭИ. 1978. Вып. 387. С. 83—87.

4.6. А. с. 169692 СССР, МКИ Н 05 В 41/392. Устройство для регулирования светового потока нескольких параллельно включенных люминесцентных ламп / В. И. Бурак, А. Е. Краснополянский // Открытия. Изобретения. 1965. № 20.

4.7. А. с. 185412 СССР, МКИ Н 05 В 41/392. Устройство для регулирования светового потока люминесцентных ламп / В. И. Бурак, А. Е. Краснополянский // Открытия. Изобретения. 1966. № 17.

4.8. А. с. 318185 СССР, МКИ М 05 В 41/392. Устройство для регулирования яркости люминесцентных ламп / В. И. Бурак, М. Е. Клыкков, А. Е. Краснополянский // Открытия. Изобретения. 1972. № 31.

4.9. Бальсис Р. Н., Ваткис А. А., Масёкас С. Ю. Особенности нового способа питания газоразрядных ламп // Светотехника. 1978. № 12. С. 8—9.

4.10. Краснополянский А. Е., Шкуро Н. Н. Обзор схем полупроводниковых балластных устройств для газоразрядных ламп // ЭПСИ. 1975. № 1. С. 13—23.

4.11. Клыкков М. Е., Краснополянский А. Е., Шкуро Н. Н. Электронное регулирующее устройство для стабилизации тока газоразрядных ламп // Тез. докл. на Всесоюз. науч. конф. по современным проблемам энергетики и электротехники. М.: МЭИ. 1977. С. 47.

4.12. Миленки В. М., Тимофеев Н. А. О возможности повышения световой отдачи газоразрядных источников света низкого давления // Светотехника. 1981. № 4. С. 6—8.

4.13. Ломов А. А., Миленин В. М., Тимофеев Н. А. Исследование положительного столба разряда в смеси ртуть—аргон в условиях импульсной модуляции тока // ЖТФ. 1978. Т. 48. № 10. С. 2054—2060.

5.1. Краснополянский А. Е., Лебедев Л. Ф., Хлебников В. Г. Исследование оптимальных трансформаторов для газоразрядных ламп / Тр. МЭИ. 1974. Вып. 171. Ч. 1. С. 181—193.

5.2. Скобелев В. М., Афанасьева Е. И. Источники света и пускорегулирующая аппаратура. М.: Энергоатомиздат, 1986.

5.3. Афанасьева Е. И. Пускорегулирующая аппаратура и системы управления освещением // Светотехника. 1986. № 2. С. 20.

5.4. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали. М.: Энергия, 1974.

6.1. Бальин Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М.: Сов. радио, 1971.

6.2. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Дроссели переменного тока радиоэлектронной аппаратуры. М.: Сов. радио, 1969.

6.3. Беловольский И. И., Пикалова Л. П. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. М.: Энергия, 1973.

6.4. Бородулин Ю. Б., Самонин В. И. К выбору оптимальных геометрических соотношений в силовых трансформаторах с использованием ЭЦВМ // Электротехника. 1972. № 12. С. 35—38.

6.5. Штери Г. М. Параметрический метод проектирования трансформаторов // Электротехника. 1975. № 11. С. 34—37.

6.6. Краснополянский А. Е., Соколов В. Б. Определение оптимальных размеров однофазных дросселей // Электротехника. 1975. № 11. С. 37—39.

6.7. Публикация МЭК. № 82, 1984.

6.8. Лебедев Л. Ф., Краснополянский А. Е., Соколов В. Б. Методика расчета балластов-дросселей для газоразрядных ламп. ЭПСИ, 1974. № 5. С. 16—17.

6.9. Соколов В. Б. Определение коэффициента теплоотдачи балласта для газоразрядных ламп // Светотехника. 1968. № 7. С. 11—13.

6.10. Кулаков И. А., Рожкова Н. В. Компактные люминесцентные лампы и светильники с ними. Обзор. // Светотехника. 1984. № 3. С. 18—26.

6.11. Электротехнический справочник. Т. 1. 7-е изд. М.: Энергия, 1985.

6.12. Соколов В. Б., Хлебников В. Г., Шатуновский В. Л. К расчету на ЭЦВМ относительных геометрических параметров сердечников и обмоток трансформатора с магнитным рассеянием // Тр. МЭИ. 1972. Вып. 162. С. 23—26.

6.13. Краснополянский А. Е., Лебедев Л. Ф., Хлебников В. Н. Исследование оптимальных трансформаторов для газоразрядных ламп // Тр. МЭИ. 1974. Вып. 171. С. 181—193.

6.14. Краснополянский А. Е., Лебедев Л. Ф., Хлебников В. Г. К расчету величины воздушного зазора магнитного шунта балластных трансформаторов // Тр. МЭИ. 1975. Вып. 226. С. 124—128.

6.15. Соколов В. Б., Хлебников В. Г. Метод конструктивного расчета оптимального трансформатора для схем включения газоразрядных ламп // ЭПСИ. 1973. Вып. 4. С. 12—14.

6.16. Хлебников В. Г., Лебедев Л. Ф., Соколов В. Б. Особенности учета ограничений, предъявляемых к автотрансформаторам для газоразрядных ламп // Тр. МЭИ. 1975. Вып. 226. С. 119—123.

6.17. Хлебников В. Г. Особенности метода расчета автотрансформатора с магнитным шунтом // Тр. МЭИ. 1974. Вып. 169. С. 123—128.

6.18. Краснополянский А. Е., Соколов В. Б. Расчет оптимальных балластов для газоразрядных ламп с применением ЭЦВМ // Светотехника. 1968. № 10. С. 16—20.

6.19. Метод проектирования унифицированных размерно-параметрических рядов ПРА для газоразрядных ламп / В. В. Домайн, А. Е. Краснополянский, Л. Ф. Лебедев и др. // Светотехника. 1978. № 4. С. 13—14.

6.20. Краснополянский А. Е., Соколов В. Б. Программы для конструктивного расчета пускорегулирующих аппаратов на ЭВМ «Минск-32» // Светотехника. 1978. № 2. С. 27.

7.1. Краснополянский А. Е., Сирин А. А., Троицкий А. М. Электрическое моделирование в расчетно-экспериментальном исследовании контура газоразрядной лампы—линейный индуктивный балласт с потерями // Тр. МЭИ. 1975. Вып. 253. С. 109—114.

7.2. Краснополянский А. Е., Князьков О. М., Мальцев Е. Г. Применение интервального метода для исследования и контроля параметров плазмы газового разряда / Межвуз. сб. трудов. М.: МЭИ, 1983. № 18. С. 76—83.

7.3. Клыкова М. Н., Краснополянский А. Е., Тварсенко Н. Г. Установки для исследования импульсных характеристик плазмы газоразрядных источников света // ЭПСИ. 1978. № 6. С. 1—3.

7.4. Краснополянский А. Е., Тарасенко Н. Г., Трифонов Я. Н. Генератор импульсов тока для исследования динамической проводимости газоразрядных ламп высокого давления // Тр. МЭИ. 1978. Вып. 387. С. 80—82.

7.5. Волченко В. А., Краснополянский А. Е., Сорока К. А. Акустические характеристики пускорегулирующих аппаратов // ЭПСИ. 1978. № 1. С. 5—6.

7.6. Адлер Ю. П. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. М.: Наука, 1976.

7.7. Планирование эксперимента в исследовании технологических процессов / К. Хартман, Э. Д. Лепкий, В. Шефер и др. М.: Мир, 1977.

8.1. Дудовцев А. П. Пускорегулирующие аппараты с особо низким уровнем шума и технология их изготовления. М.: Всероссийское общество слепых, 1979.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3	6.1. Оптимальные геометрические соотношения размеров дросселей	122
Основные условные обозначения	5	6.2. Учет ограничений по нелинейности характеристики дросселя	127
Глава первая. Схемы ПРА и задачи их расчета	7	6.3. Учет ограничений по потерям в дросселе	129
1.1. Классификация схем ПРА	7	6.4. Учет ограничений по температурному режиму дросселя	131
1.2. Классификация режимов и расчетных задач	13	6.5. Расчет дросселя при дополнительных ограничениях	134
1.3. Методы расчета схем ПРА	15	6.7. Метод конструктивного расчета трансформаторов и автотрансформаторов с рассеянием	139
Глава вторая. Вольт-амперные характеристики разрядных ламп	19	6.8. Определение коэффициентов m_x , n_x , ε_x с помощью ЭВМ	144
2.1. Общие положения	19	6.9. Конструктивный расчет дросселей с помощью ЭВМ	147
2.2. Статические и динамические характеристики разрядных ламп	20	6.10. Проектирование унифицированных размерно-параметрических рядов ПРА	150
2.3. Алгебраическая аппроксимация ВАХ разрядных ламп	24	Глава седьмая. Экспериментальное определение основных электрических, конструктивных и технологических коэффициентов ПРА	153
2.4. Дифференциальные математические модели электрических параметров разрядных ламп	30	7.1. Полупроводниковая модель разрядной лампы	153
Глава третья. Расчет схем ПРА с использованием принципа Штрауха	37	7.2. Интервальный метод измерения параметров плазмы газового разряда	157
3.1. Общие вопросы расчета цепей ПРА	37	7.3. Шум ПРА	162
3.2. Анализ индуктивного балласта	46	7.4. Экспериментальное определение основных конструктивных и технологических коэффициентов ПРА	168
3.3. Анализ индуктивно-емкостного балласта	51	Глава восьмая. Технология и оборудование для производства некоторых типов электромагнитных ПРА	173
3.4. Стабильность работы разрядных ламп	57	8.1. Основные технологические операции	173
3.5. Анализ аномальных режимов в цепях с разрядными лампами	62	8.2. Изготовление обмотки	174
3.6. Анализ нелинейных полупроводниковых и комбинированных ПРА	70	8.3. Изготовление магнитопровода	177
Глава четвертая. Расчет схем ПРА с использованием принципа дифференциальной аппроксимации электрических параметров разрядных ламп	79	8.4. Сборка	192
4.1. Анализ схем ПРА, работающих на промышленной частоте	79	8.5. Испытание и упаковка готовых ПРА	196
4.2. Анализ схем комбинированных ПРА	86	8.6. Робототехнологический комплекс изготовления ПРА	197
4.3. Анализ полупроводниковых ПРА с динамической стабилизацией режима	91	Список литературы	202
Глава пятая. Магнитные системы электромагнитных и полупроводниковых ПРА	102		
5.1. Типы магнитных систем и материалы магнитопроводов	102		
5.2. Динамика конструктивных и экономических показателей ПРА	111		
5.3. Показатели надежности магнитных систем ПРА	116		
Глава шестая. Конструктивный расчет магнитных систем ПРА	122		