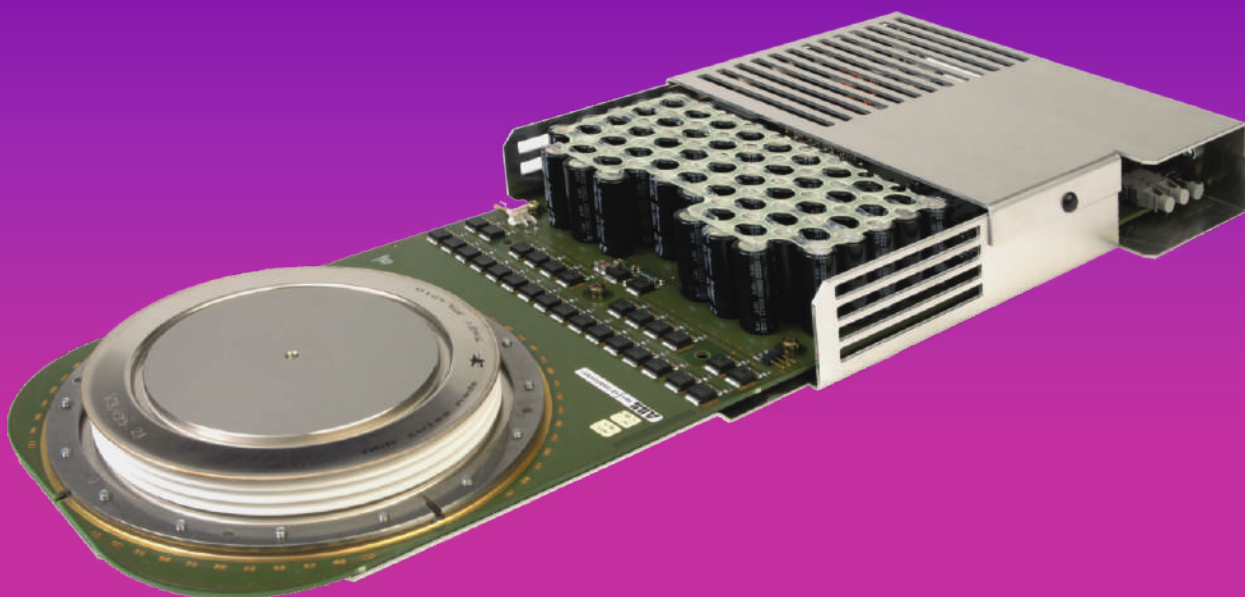


**Д. Н. ТОМАШЕВСКИЙ**

# АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Учебное пособие





Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Уральский федеральный университет  
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

**Д. Н. Томашевский**

## АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

.....

Учебное пособие

Рекомендовано методическим советом  
Уральского федерального университета  
для студентов вуза, обучающихся  
по направлению подготовки  
13.03.02 — Электроэнергетика и электротехника

Екатеринбург  
Издательство Уральского университета  
2019

УДК 621.314.572(075.8)

ББК 31.264.534я73

Т56

**Рецензенты:**

завкафедрой «Энергетика» д-р техн. наук, проф. *С. М. Шанчуров* (ФГБОУ ВО «Уральский государственный лесотехнический университет»);

директор науч.-техн. центра ООО НПП «РЭЛТЕК», канд. техн. наук *С. М. Фаткуллин*

Научный редактор — д-р техн. наук, доц. *В. Э. Фризен*

*На обложке использовано изображение с сайта <https://habr.com/en/post/388867/>*

**Томашевский, Д. Н.**

Т56 Автономные инверторы : учебное пособие / Д. Н. Томашевский. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2019. — 120 с.  
ISBN 978-5-7996-2681-5

В пособии излагаются основные понятия и теоретические положения дисциплин «Источники питания электротехнологических установок», «Силовые полупроводниковые преобразователи». Описаны различные схемы автономных инверторов, представлена их классификация, принцип действия, особенности моделирования. Предназначено для студентов вуза.

Библиогр.: 9 назв. Рис. 80. Прил. 3.

УДК 621.314.572(075.8)

ББК 31.264.534я73

ISBN 978-5-7996-2681-5

© Уральский федеральный  
университет, 2019

.....

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

.....

АД — асинхронный двигатель  
АИ — автономный инвертор  
АИН — автономный инвертор напряжения  
АИР — автономный инвертор резонансный  
АИТ — автономный инвертор тока  
ВКЗ — вентильно-коммутационное звено  
ДОТ — двухоперационный тиристор  
ИТП — индукционная тигельная печь  
НПЧ — непосредственный преобразователь частоты  
ООТ — однооперационный тиристор  
РГТ — режим граничного тока  
РДИ — резонансный диссипативный инвертор  
РЕКТ — режим естественной коммутации тока  
РНТ — режим непрерывного тока  
РПТ — режим прерывистого тока  
РРИ — резонансный рекуперативный инвертор  
СЭПСЧ — системы электропитания средней частоты  
ЦПРТ — цепь переменного тока  
ЦПТ — цепь постоянного тока  
ШИМ — широтно-импульсная модуляция  
ШИР — широтно-импульсное регулирование  
ЭМП — электромагнитные параметры

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Полупроводниковый преобразователь предназначен для изменения параметров электрической энергии, передаваемой конечной единице электрооборудования. Одним из параметров, по которому осуществляется преобразование электрической энергии, является частота. Для повышения частоты применяются схемы инвертирования, которые являются частью схемы полупроводникового преобразователя и могут быть использованы как для промежуточного, так и для окончательного преобразования частоты.

Преобразование частоты применяется в цепях питания приборов малой мощности (например, компактные люминесцентные лампы мощностью от единиц ватт) и мощных индукционных печей или мощных регулируемых электроприводов переменного тока, мощность которых достигает сотни киловатт и единиц мегаватт.

В учебном пособии дается представление о разнообразии схем автономных инверторов, приводится их классификация, принцип и особенности работы, даются основы математического описания.

Отдельные главы посвящены моделированию процессов в схемах автономных инверторов в специально разработанной программе и в пакете прикладных программ математических расчетов Matlab.

В приложениях содержится справочная информация о характеристиках элементов схем инверторов.

Содержание и объем информации, представленной в учебном пособии, способствует формированию профессиональных компетенций студентов профиля «Электротехнологические установки и системы» и «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений» направления «Электроэнергетика и электротехника».

# 1. ИНВЕРТИРОВАНИЕ В СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

*Инвертированием* в силовой электронике называют процесс преобразования постоянного напряжения в переменное, т. е. в некотором смысле процесс, обратный выпрямлению. Устройства, осуществляющие такое преобразование, называются *инверторами*. Различают два типа инверторов:

- зависимые инверторы, или инверторы, ведомые сетью;
- независимые, или автономные инверторы.

Зависимый инвертор работает при наличии в его выходной цепи источника переменного напряжения, который задает форму, частоту и величину напряжения образованной им сети переменного напряжения. В этой сети могут находиться потребители переменного тока, и задача зависимого (от этой сети) инвертора сводится к поставке в нее недостающей или дополнительной активной мощности. С примером использования зависимого инвертора мы сталкиваемся в системе передачи электрической энергии постоянным током при связи двух энергосистем переменного напряжения. В таком случае на передающем конце линии выпрямитель преобразует переменное напряжение в постоянное, а на приемном конце — зависимый инвертор преобразует постоянный ток в переменный, добавляя в приемную энергосистему свою активную энергию. Возможна смена функций вентильных преобразователей на обратные для обращения потока активной мощности в линии постоянного тока.

*Автономные инверторы (АИ)* — устройства, преобразующие постоянный ток в переменный с неизменной или регулируемой частотой и работающие на автономную (не связанную с сетью переменного тока) нагрузку. В этом главное отличие автономных инверторов от ведомых, также преобразующих постоянный ток в переменный, но рабо-

тающих на сеть переменного тока. Нагрузкой автономного инвертора может быть единичный потребитель (асинхронный двигатель, электротехнологическая установка) или разветвленная сеть потребителей (несколько нагрузок, работающих по своему графику).

АИ может работать при отсутствии на его выходе каких-либо источников переменного напряжения. При этом частота выходного напряжения автономного инвертора определяется частотой импульсов управления вентилями инвертора, а форма и величина выходного напряжения — характером, величиной нагрузки и его схемой.

Различают три типа автономных инверторов:

- автономный инвертор напряжения (АИН);
- автономный инвертор тока (АИТ);
- автономный резонансный инвертор (АИР).

Основой АИ является вентильное переключающее устройство, которое может выполняться по однофазным и трехфазным схемам (схемам с нулевым выводом или мостовым схемам). В качестве ключей, в АИ используются транзисторы и тиристоры. При использовании однооперационных тиристоров (ООТ), схему дополняют элементами, предназначенными для их коммутации. Одним из главных элементов является конденсатор. Важно отметить, что назначение конденсаторов не ограничивается лишь запиранием тиристоров. Конденсаторы также применяются для формирования кривой выходного напряжения инвертора, для определения характера переходных процессов в цепи переменного тока и для повышения напряжения на нагрузке.

Основные области применения автономных инверторов [2]:

- питание потребителей переменного тока (АИН, АИТ) в устройствах, у которых одним из источников энергии является аккумуляторная батарея (бортовые вторичные источники питания, резервные бытовые источники питания и др.), а также резервное питание ответственных потребителей при возможном отключении сети переменного тока;
- электротранспорт (АИН, АИТ), питающийся от контактной сети или какого-либо источника постоянного тока, у которого в качестве тяговых электродвигателей желательно иметь простые, надежные и дешевые короткозамкнутые асинхронные двигатели;
- электропривод с асинхронными и синхронными двигателями (АИН, АИТ), у которого схема АИ служит источником регулируемых напряжения и частоты;



- преобразователи постоянного напряжения (АИН, АИТ, АИР);
- устройства для получения переменного тока (АИН, АИТ, АИР) необходимой частоты от источников прямого преобразования энергии (термо- и фотоэлектрические генераторы, топливные элементы, МГД-генераторы), вырабатывающих энергию на постоянном токе;
- электротермия (АИТ, АИР) для получения переменного тока повышенной частоты (плавка металла, нагрев и закалка изделий).

Классификация АИ производится по различным признакам, среди которых можно выделить следующие [3]:

- по виду схем включения управляемых приборов (полумостовые, мостовые, со средней точкой трансформатора и др.);
- по принципу коммутации (выключения) управляемых приборов (индивидуальная, пофазная, групповая, общая; естественная и принудительная; параллельная, последовательная, последовательно-параллельная; при нулевом значении тока и напряжения и др.);
- по принципу управления ключами — с независимым или с самовозбуждением;
- по типу используемых приборов с полууправляемыми приборами (ООТ); с полностью управляемыми приборами (двухоперационный тиристор (ДОТ), IGBT, MOSFET и др.);
- по характеру протекающих в них электромагнитных процессов — автономные инверторы тока; автономные инверторы напряжения, автономные резонансные инверторы;
- по виду переходного процесса в цепи нагрузки (цепи переменного тока) — апериодические и колебательные.

Условия работы вентиля в схемах АИТ и АИН таковы, что они подвергаются повышенному динамическому воздействию токов и напряжений в процессе коммутации —  $di/dt$  и  $du/dt$ . Поэтому АИН, выполненные на ООТ, критичных к  $di/dt$  и  $du/dt$ , не нашли широкого применения в электротехнологических установках. По этой же причине АИТ применяются в ограниченном частотном диапазоне, в основном 250–2400 Гц. Однако с применением IGBT- и MOSFET-транзисторов, область применения АИТ и АИН в электротехнологии значительно расширяется и охватывает частотный диапазон 0,01–1 МГц с мощностями в единице оборудования до 1 МВт.

Отличительной особенностью АИР является то, что коммутация вентиля в них происходит при естественном подходе тока к нулю,

и относительно низких динамических воздействиях токов и напряжений (низких  $di/dt$  и  $du/dt$ ), и повышенном времени восстановления. Поэтому АИР, выполненные на ООТ, позволяют генерировать токи частотой 2,4–25 кГц и служат основой для построения источников питания для многих электротехнологических процессов [3].

В зависимости от типа системы электропитания средней частоты (СЭПСЧ) [3] требования к АИ могут существенно различаться и оказывать значительное влияние на выбор схемного решения, принципов управления и защиты, способов регулирования режимов работы.

Общие требования к АИ как функциональному элементу системы электропитания можно свести к следующим:

- высокий КПД в различных режимах;
- минимальные размеры;
- по возможности минимальная масса и стоимость;
- максимальная надежность;
- простота обслуживания;
- минимальное влияние на питающую сеть.

Для АИ, используемых в индивидуальных СЭПСЧ, можно сформулировать частные требования:

- возможность работы на нагрузку с широким диапазоном изменения эквивалентных параметров (от короткого замыкания до холостого хода) как при медленном, так и при быстром их изменении;
- широкий диапазон регулирования выходных параметров;
- надежная защита оборудования в аварийных ситуациях.

В системах централизованного питания, АИ включены на общие выходные шины, на которых поддерживается стабильное напряжение и частота, поэтому требования к ним специфичны:

- возможность независимого регулирования токовой нагрузки;
- плавный ввод в действие и вывод в резерв;
- отсутствие взаимовлияния параллельно работающих инверторных блоков;
- отключение инверторного блока в аварийной ситуации без нарушения работы всей централизованной СЭПСЧ.

Системы группового питания индукционных установок сочетают в себе свойства индивидуальных и централизованных систем. Поэтому и требования к АИ могут быть представлены как их совокупность для первых двух систем, но отличительным требованием является то,

.....

что управление, регулирование и защита АИ в такой системе должны осуществляться при полном напряжении на шинах постоянного тока. В связи с тем, что для ряда технологий требуется обработка методом двух частот (закалка сложных поверхностей деталей, плавка металла в ИТП), АИ должны иметь возможность формирования двухчастотного выходного тока. В групповых СЭПСЧ могут быть использованы АИ различных типов в зависимости от требований технологической нагрузки, но при общем питании по шинам постоянного тока должно быть исключено взаимное влияние одновременно работающих АИ как в номинальных режимах, так и при развитии аномальных процессов.

При мощностях примерно до 500 кВт возможно прямое подключение преобразователя частоты к питающей сети 0,4 кВ. Для больших мощностей рекомендуется подключение через трансформатор к сети напряжения 6 или 10 кВ. Чтобы уменьшить влияние на питающую сеть, иногда применяют двенадцатифазные выпрямители. При подключении нескольких трансформаторов к одной сети, группы соединения их обмоток могут быть выбраны таким образом, чтобы получилась двенадцатифазная схема.

## 2. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Автономные инверторы напряжения (АИН) [2] имеют наиболее широкие возможности и области применения. Его считают лучшим универсальным модулем преобразования электрической энергии. Помимо основной функции преобразования постоянного тока в переменный, он может в обратном режиме выполнять обратную функцию, т. е. преобразовать переменное напряжение в постоянное. При нулевой частоте выходного напряжения, он превращается в реверсивный преобразователь постоянного напряжения. На его основе выполняют активные фильтры напряжения и тока, компенсаторы реактивной мощности, регуляторы переменного напряжения, непосредственные преобразователи частоты, т. е. ячейка инвертора напряжения является источником новых схем.

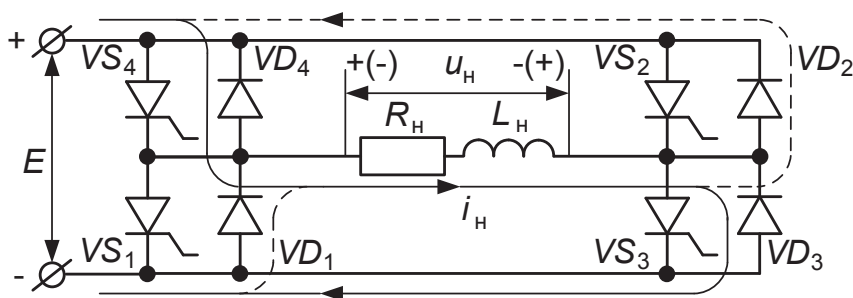


Рис. 2.1. Схема силовых цепей однофазного АИН

Однофазные АИН чаще всего выполняют по мостовой схеме (рис. 2.1). Нагрузка (обычно активно-индуктивного характера) включается в диагональ моста, образованного тиристорами  $VS_1$ – $VS_4$  и обратно включенными диодами  $VD_1$ – $VD_4$ . Диоды предназначены для

пропускания тока активно-индуктивной нагрузки в интервалах времени, когда ток имеет направление, обратное для тиристорov (диоды обратного, встречного, или «реактивного» тока).

Формирование кривой выходного напряжения характеризуется процессами, протекающими в главных цепях инвертора (с тиристорами  $VS_1$ – $VS_4$ , диодами  $VD_1$ – $VD_4$  и нагрузкой) при задании соответствующих интервалов проводимости тиристорov. Необходимо отметить, что способы формирования кривой рассматриваются без учета процессов, протекающих во вспомогательных цепях принудительной коммутации и занимающих существенно меньшую часть периода выходного напряжения. Поэтому узлы принудительной коммутации, предназначенные для запираания однооперационных тиристорov, на рис. 2.1 не показаны.

Автономный инвертор напряжения, как преобразователь постоянного входного напряжения в переменное выходное напряжение, получает питание от источника напряжения безындуктивного характера. Входной ток инвертора будет импульсным (со скачком тока), что не допускает присутствия во входном источнике индуктивности. Реальные источники входного напряжения (чаще всего выпрямители), как правило, обладают индуктивностью  $L$ . Для устранения ее влияния, на входе инвертора напряжения включается фильтровый конденсатор  $C_\phi$  достаточной емкости, что является первой особенностью инвертора напряжения.

Вторая особенность инвертора напряжения связана с тем, что входной ток  $i_{вх}$  может принимать отрицательные значения при большом сдвиге фазы выходного тока инвертора  $i_{вых}$  относительно выходного напряжения. Для этого необходимо наличие двусторонней проводимости у ключей вентильного комплекта инвертора, т. е. ключи должны быть шунтированы вентилями обратного тока.

## 2.1. Формирование кривой выходного напряжения АИН в виде импульсов чередующейся полярности и одинаковой длительности

Формирование кривой  $u_n$  (рис. 2.2, б) требует поочередного отпирания накрест лежащих тиристорov  $VS_1$ ,  $VS_2$  и  $VS_3$ ,  $VS_4$  (см. рис. 2.1), так что каждый из них открыт в течение  $\psi = 180^\circ$  (рис. 2.2, а). В уста-

новившемся режиме кривая тока  $i_H$  активно-индуктивной нагрузки симметрична и состоит из участков экспонент с постоянной времени

$$\tau = \frac{L_H}{R_H}.$$

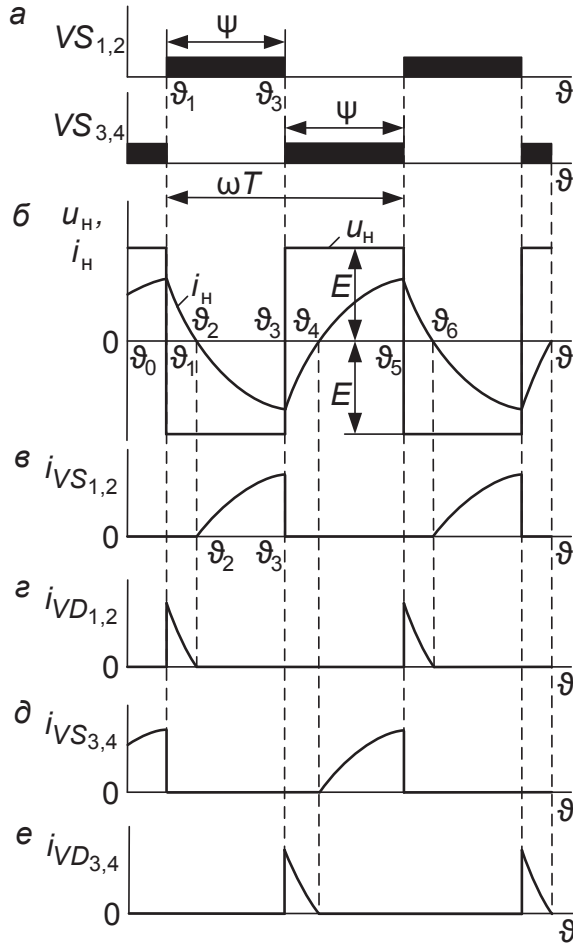


Рис. 2.2. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип формирования кривой выходного напряжения АИН в виде импульсов чередующейся полярности и одинаковой длительности

В интервале  $\theta_0 - \theta_1$  проводят ток тиристоры  $VS_3, VS_4$ . Напряжение на нагрузке равно  $E$  и имеет полярность, указанную на рис. 2.1 без скобок. В момент времени  $\theta_1$  тиристоры  $VS_3, VS_4$  запираются, а ти-

ристоры  $VS_1, VS_2$  отпираются. За счет наличия индуктивности в цепи нагрузки, ток  $i_n$  под действием ЭДС самоиндукции сохраняет в интервале  $\vartheta_1 - \vartheta_2$  (после переключения тиристоров) прежнее направление. Поскольку тиристоры  $VS_3, VS_4$  заперты, а тиристоры  $VS_1, VS_2$  в таком направлении (см. рис. 2.1) проводить ток не могут, ток нагрузки на этом интервале проводят диоды  $VD_1, VD_2$ .

Отпиранием диодов вызывается изменение полярности выходного напряжения на нагрузке. Энергия, запасенная в индуктивности  $L_n$  на предыдущем этапе работы схемы, отдается в цепь источника питания и нагрузки. Таким образом, роль обратных диодов сводится к пропуску реактивного тока нагрузки после переключения тиристоров.

В момент времени  $\vartheta_2$  ток  $i_n$  становится равным нулю, диоды  $VD_1, VD_2$  переводятся в непроводящее состояние (рис. 2.2, б, в). Поскольку на тиристорах  $VS_1, VS_2$  управляющие импульсы поддерживаются в течение  $\psi = 180^\circ$ , эти тиристоры с момента времени  $\vartheta_2$  подключают нагрузку к источнику питания. Ток в нагрузке после перехода через нуль изменяет направление. Совпадение после момента времени  $\vartheta_2$  знаков у напряжения  $u_n$  и тока  $i_n$  означает, что нагрузка потребляет энергию от источника питания.

В момент времени  $\vartheta_3$  происходит очередное переключение тиристоров, связанное с запирающим тиристоры  $VS_1, VS_2$  и отпиранием тиристоры  $VS_3, VS_4$ . Процессы переключения тиристоры протекают аналогично. В интервале  $\vartheta_3 - \vartheta_4$  ток активно-индуктивной нагрузки проводят диоды  $VD_3, VD_4$ , а в интервале  $\vartheta_4 - \vartheta_5$  — тиристоры  $VS_3, VS_4$ . В последующем процессы в схеме повторяются. Кривые токов, протекающих через тиристоры и диоды инвертора, показаны на рис. 2.2, в—е.

Рассмотрим гармонический состав кривой выходного напряжения инвертора (рис. 2.2, б). Разложение кривой напряжения  $u_n$  в ряд Фурье дает

$$u_n(\omega t) = \frac{4E}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{v} \sin v\omega t \right). \quad (2.1)$$

Его первая гармоника  $u_{n(1)}(\omega t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t$  имеет амплитуду

$$U_{nm(1)} = \frac{1}{4} E = 1,27 E \text{ и действующее значение } U_{n(1)} = -\frac{4}{\pi\sqrt{2}} E = 0,9 E.$$

Из выражения (2.1) следует, что 3-я гармоника составляет 33,3 %, 5-я — 20 % и 7-я — 14,3 % от основной. Для выделения на нагрузке пер-

вой гармонической составляющей, выходное напряжение инвертора подвергают фильтрации путем установки между инвертором и нагрузкой фильтров.

При рассмотренной форме кривой выходного напряжения, регулирование его величины (например, действующего значения 1-й гармоники) возможно лишь путем изменения напряжения  $E$ .

## 2.2. Широтно-импульсный способ формирования и регулирования выходного напряжения инвертора

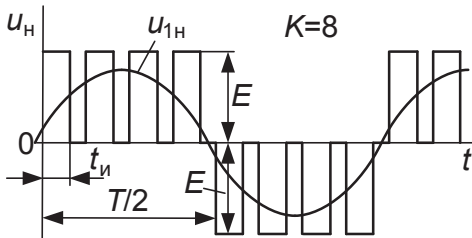


Рис. 2.3. Пример формы кривой выходного напряжения АИН при ШИР

При широтно-импульсном способе формирования и регулирования (ШИР) кривая выходного напряжения состоит в течение периода из  $K$  импульсов длительностью  $t_{и}$  (рис. 2.3) при  $K/2$  однополярных импульсах в каждой из его полуволн

(здесь  $K = 2, 4, 6, \dots$ ). Путем изменения длительности импульсов осуществляют регулирование выходного напряжения, в частности, действующего значения его первой гармоники.

### 2.2.1. ШИР с зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения

Данный вид ШИР осуществляется изменением длительности открытого состояния тиристоров  $\psi$  в пределах  $0-180^\circ$ . Процессы, протекающие в схеме инвертора (см. рис. 2.1) с рассматриваемым режимом управления тиристорами, иллюстрируют временные диаграммы, изображенные на рис. 2.4,  $a-d$  (случай, когда  $K = 2$ ). Особенность такого режима по сравнению с предыдущим режимом является наличие интервалов  $\beta = \frac{\omega T}{2} - \psi$ , в течение которых все тиристоры инвертора

заперты. Поведение схемы на указанных интервалах следует рассмотреть более детально, поскольку на интервалах проводимости тиристоров  $\psi$  процессы в схеме протекают так же, как и в предыдущем случае.



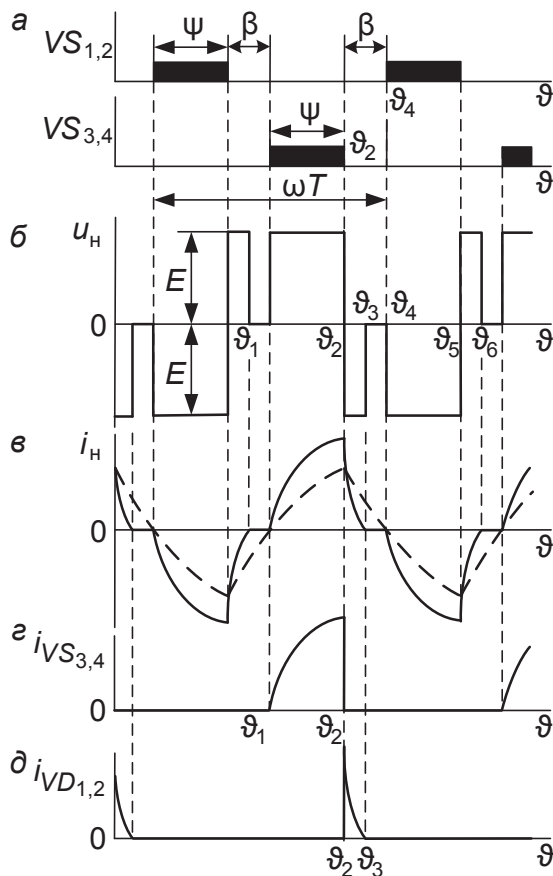


Рис. 2.4. Временные диаграммы АИН при ШИР с зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения

По окончании интервала  $\vartheta_1 - \vartheta_2$  (рис. 2.4, в, г) проводимости тиристоров  $VS_3$ ,  $VS_4$  (контур протекания тока на этом интервале показан на рис. 2.1 сплошной линией), все тиристоры находятся в запертом состоянии. Однако, из-за накопленной в индуктивности нагрузки энергии, ток  $i_n$  прекратиться не может. Контур протекания тока (на рис. 2.1 показан пунктиром) создается диодами  $VD_1$ ,  $VD_2$ , которые отпираются после запираания тиристоров  $VS_3$ ,  $VS_4$ . В результате отпираания этих диодов, с момента времени  $\vartheta_2$  к нагрузке прикладывается напряжение  $E$  противоположной полярности. Энергия, запасенная в индуктивности, отдается в источник питания и нагрузку  $R_n$ , а ток  $i_n$  уменьшается по экспоненциальному закону. В момент времени  $\vartheta_3$  ток  $i_n$  становится равным нулю, диоды  $VD_1$ ,  $VD_2$  запирают-

ся (рис. 2.4, д) и напряжение  $u_n = 0$ . Пауза в кривой напряжения  $u_n$  продолжается до момента времени  $\vartheta_4$  отпирания тиристоров  $VS_1, VS_2$ . С момента времени  $\vartheta_4$  процессы в схеме обусловлены приложением к нагрузке напряжения с полярностью, указанной на рис. 2.1 в скобках, и нарастанием по экспоненциальному закону тока  $i_n$  (рис. 2.4, б, в). Аналогично этому протекают процессы в схеме и после запираания тиристоров  $VS_1, VS_2$ .

Вследствие проводимости обратных диодов (при запертых тиристорах) на интервалах  $\beta$ , на нагрузке возникают дополнительные импульсы (рис. 2.4, б), что приводит к нежелательному увеличению действующего значения выходного напряжения инвертора. Требуемая на интервалах  $\beta$  пауза в выходном напряжении занимает лишь их незначительную часть. Нежелательность явления усугубляется тем, что длительность дополнительных импульсов зависит от постоянной времени  $\tau = \frac{L_n}{R_n}$ . В условиях возможного на практике изменения пара-

метров нагрузки  $L_n, R_n$ , длительность этих импульсов также будет изменяться, что создает зависимость выходного напряжения (действующего значения всего напряжения или его первой гармоники) инвертора от параметров нагрузки. Возможен случай, когда, с увеличением постоянной времени, ток  $i_n$  не успевает достигнуть нулевого значения в пределах интервала  $\beta$  (пунктирная кривая на рис. 2.4, в). В таком случае дополнительные импульсы целиком занимают интервалы  $\beta$  и паузы в кривой  $u_n(t)$  отсутствуют. Форма кривой выходного напряжения  $u_n(t)$  получается такой же, как у нерегулируемого инвертора (см. рис. 2.2, б). Увеличение угла  $\psi$  (уменьшение угла  $\beta$ ) при этом не приводит к регулированию напряжения и тока нагрузки.

### 2.2.2. ШИР с не зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения

Независимость от параметров нагрузки формы кривой выходного напряжения и сохранение в ней требуемой при регулировании паузы  $\beta$  достигаются, если на интервалах  $\beta$  обеспечить одновременную проводимость двух тиристорov, относящихся к общей группе (катодной

или анодной) инверторного моста:  $VS_1$ ,  $VS_3$  или  $VS_2$ ,  $VS_4$  (см. рис. 2.1). При этом на указанных интервалах нагрузка замыкается накоротко через шины «+» или «-» источника питания и напряжение на нагрузке равно нулю.

Временные диаграммы, характеризующие широтно-импульсный способ регулирования выходного напряжения инвертора с таким режимом управления тиристорами при  $K = 2$ , приведены на рис. 2.5, а–е.

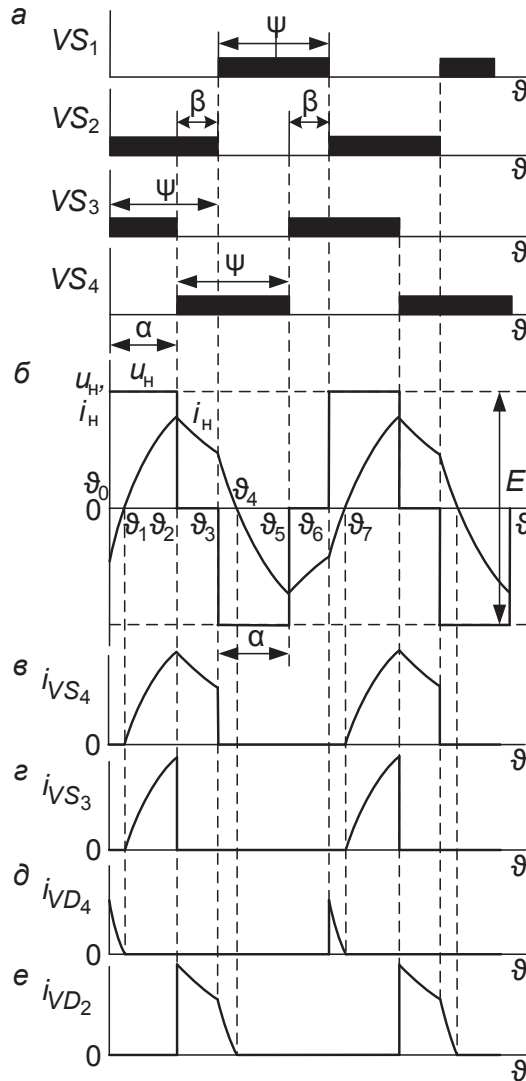


Рис. 2.5. Временные диаграммы АИН при ШИР с не зависящей от параметров нагрузки формой выходного напряжения

Режиму управления (рис. 2.5, *a*) соответствует длительность интервала проводимости каждого тиристора  $\psi = 180^\circ$ . Тиристоры полумостов, к которым подключены выводы нагрузки ( $VS_1, VS_4$  или  $VS_2, VS_3$ ), переключаются в той же последовательности, что и в нерегулируемом инверторе (см. рис. 2.2, *a*): открытому состоянию одного тиристора соответствует закрытое состояние другого тиристора. Отличие процессов управления схем при наличии и отсутствии регулирования заключается в создании фазового сдвига на угол  $\alpha$  в последовательности переключений тириستоров обоих полумостов, тем самым на интервалах  $\beta = \psi - \alpha$  осуществляется одновременная проводимость либо тириستоров  $VS_2, VS_4$  (интервал  $\vartheta_2 - \vartheta_3$  на рис. 2.5, *a, б*), либо тиристоров  $VS_1, VS_3$  (интервал  $\vartheta_5 - \vartheta_6$ ). Интервал  $\beta$  определяет паузу в кривой выходного напряжения. Интервал  $\alpha$  характеризуется открытым состоянием одной из пар накрест лежащих тириستоров и определяет длительность импульсов в кривой выходного напряжения.

Характер происходящих в инверторе процессов отличается от рассмотренных режимов лишь на интервалах угла  $\beta$ . Здесь процессы обуславливаются замыканием тока активно-индуктивной нагрузки через оставшиеся в проводящем состоянии тиристор и диод, подключен-

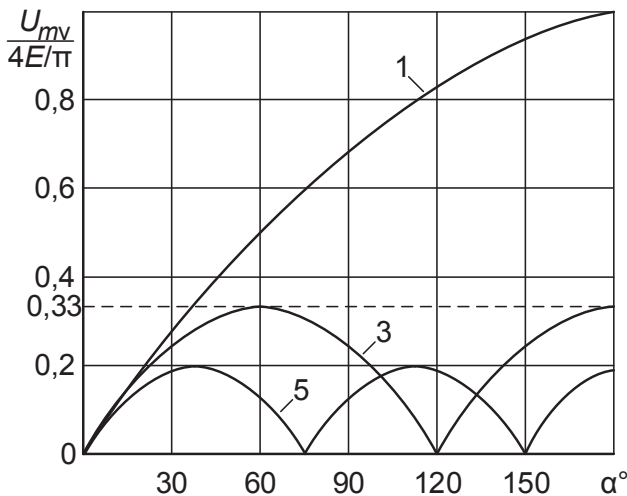


Рис. 2.6. Гармонический состав выходного напряжения АИН с ШИР с не зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения

ные к общей питающей шине и образующие для нагрузки короткозамкнутый контур. Так, на интервале  $\vartheta_2 - \vartheta_3$  ток проводят тиристор  $VS_4$  и диод  $VD_2$ , а на интервале  $\vartheta_5 - \vartheta_6$  — тиристор  $VS_1$  и диод  $VD_3$ . Графики токов тириستоров и диодов показаны на рис. 2.5, *в-е*.

АИН, при рассматриваемой форме кривой выходного напряжения, позволяет осуществлять его регулирование в диапазоне от нуля до наи-

большого значения изменением угла  $\alpha$  в пределах  $0-180^\circ$ . Наибольшему значению выходного напряжения соответствует кривая  $u_n(t)$  на рис. 2.2, б. На рис. 2.6 приведены кривые, характеризующие относительный гармонический состав выходного напряжения инвертора при регулировании. Изменение амплитуд гармонических подчиняется зависимости

$$U_{mv} = \frac{4E}{v\pi} \sin v\alpha / 2,$$

где  $v$  — номера гармоник,  $v = 1, 3, 5, 7, 9, \dots$

Как видно из рис. 2.6, в кривой выходного напряжения при регулировании имеется довольно значительное содержание наинизшей, 3-й, гармоники, наиболее трудно подвергаемой фильтрации. Для улучшения гармонического состава, целесообразно переходить к ШИР с числом импульсов

на протяжении периода  $K > 2$  (например,  $K = 8$ , рис. 2.3). Для получения формы кривой с  $K > 2$ , интервал  $\psi = 180^\circ$  разбивают на  $K/2$  интервалов, в которых производят переключение используемых в инверторе ключевых элементов (тириستоров или транзисторов). При этом угол  $\alpha$  (длительность выходных импульсов) изменяется в диапазоне  $0-360^\circ/K$ . На рис. 2.7 приведены кривые, характеризующие относительный гармонический состав выходного напряжения (рис. 2.3) при регулировании.

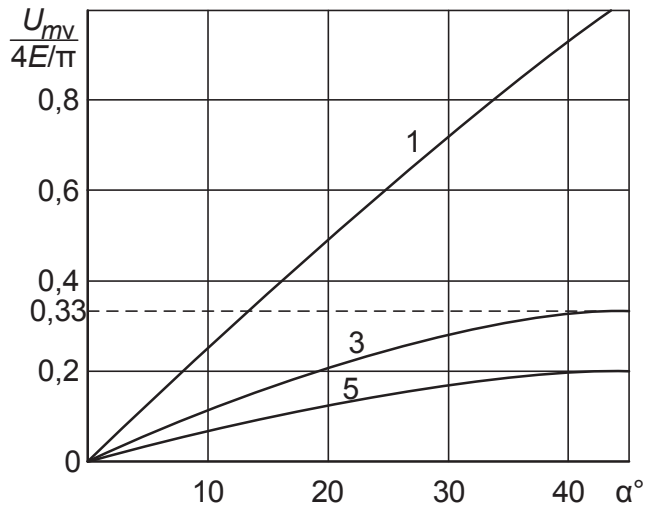


Рис. 2.7. Графики, характеризующие относительный гармонический состав выходного напряжения АИН с ШИР при  $K = 8$

## 2.3. Формирование кривой выходного напряжения инвертора с уменьшенным содержанием высших гармоник

### 2.3.1. Описание принципа ШИМ

Содержание высших гармоник может быть существенно снижено при использовании широтно-импульсной модуляции (ШИМ), при которой кривая выходного напряжения инвертора формируется в виде импульсов, промодулированных по синусоидальному закону (рис. 2.8, *а*). Применение ШИМ обеспечивает преимущественное содержание в кривой выходного напряжения основной гармоники  $\omega_{\text{вых}}$  и минимальное содержание высших гармоник с близкими к основной гармонике частотами (в частности, 3, 5, 7-й), хотя амплитуды гармоник более высоких частот могут быть значительны. Но эти гармоники могут быть легко отфильтрованы с помощью простейших фильтров, устанавливаемых перед нагрузкой. Регулирование выходного напряжения (действующего значения его первой гармоники) осуществляется путем изменения ширины выходных импульсов (глубины модуляции). Детализация принципа ШИМ показана на рис. 2.9.

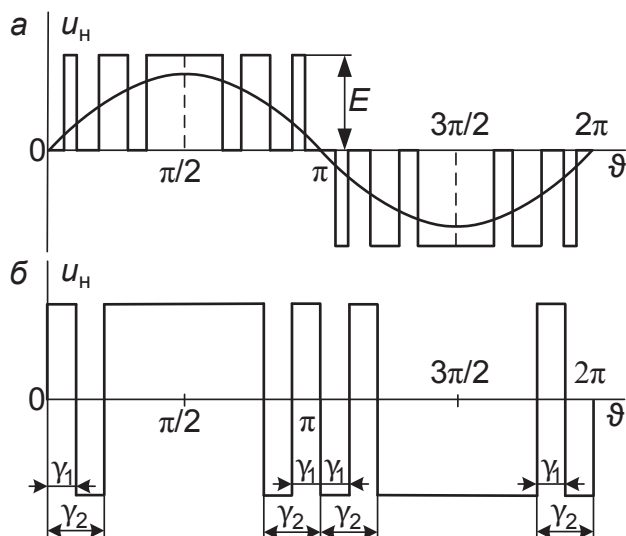


Рис. 2.8. Диаграммы выходного напряжения АИН при однополярной (*а*) и двухполярной (*б*) ШИМ

Кривая выходного напряжения, показанная на рис. 2.8, *a*, характеризует однополярную ШИМ, т. к. выходные импульсы в течение полупериода имеют одинаковую полярность. Применяется также двуполярная ШИМ, при которой вместо пауз в кривой выходного напряжения на рис. 2.8, *a* содержатся импульсы противоположной полярности.

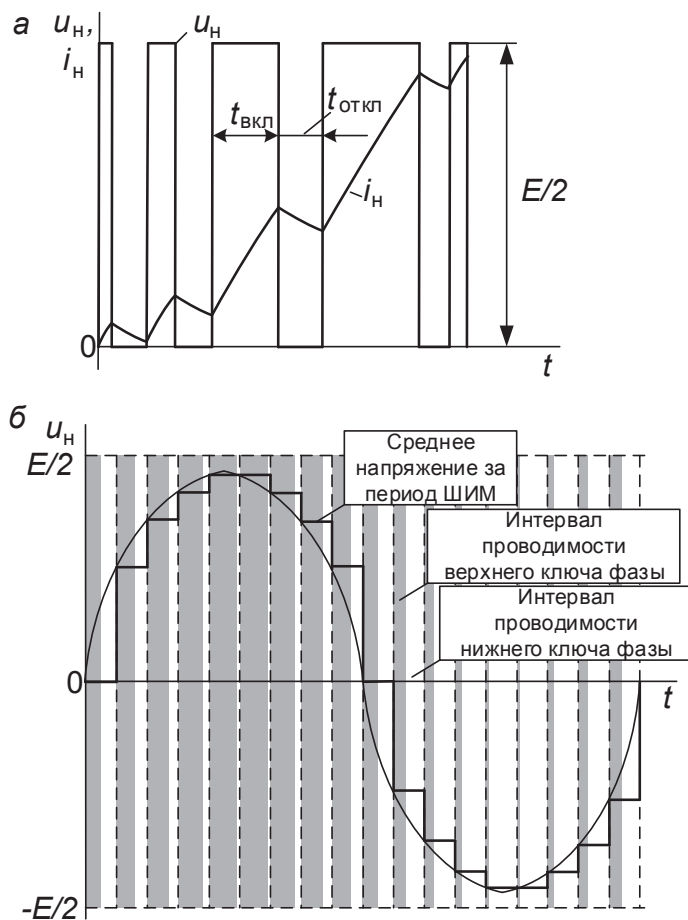


Рис. 2.9. Детализация принципа ШИМ:

- a* — принцип формирования уровня сигнала с помощью изменения соотношения интервалов длительности импульса и длительности паузы;  
*б* — принцип формирования синусоидального сигнала

На рис. 2.8, *б* показана двухполярная кривая выходного напряжения, получаемая одним из методов улучшения гармонического состава выходного напряжения. Поскольку он обеспечивает исключение некоторых, в частности наиболее нежелательных низших гармоник

(3-й и 5-й или 5-й и 7-й), его называют *методом избирательного исключения гармоник*.

Метод основывается на задании фиксированных углов  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  переключения тиристоров в инверторе. При  $\gamma_1 = 23,62^\circ$  и  $\gamma_2 = 33,3^\circ$  в кривой выходного напряжения отсутствуют 3-я и 5-я гармоники, а при  $\gamma_1 = 16,25^\circ$  и  $\gamma_2 = 22,07^\circ$  — 5-я и 7-я.

Регулирование выходного напряжения можно производить либо по цепи питания, либо с помощью самого инвертора путем изменения фазового сдвига сигналов управления одной пары тиристоров полумоста относительно сигналов управления другой пары при переключении тиристоров в каждом полумосте с указанными значениями углов  $\gamma$ .

Принцип формирования серии импульсов двухполярной ШИМ показан на рис. 2.10, б. Реализация двухполярной ШИМ возможна в однофазной полумостовой схеме инвертора (рис. 2.10, а). Импульсы управления, подаваемые на базы силовых IGBT-транзисторов, формируются в результате сравнения модулирующего, низкочастотного напряжения ( $u_m$ ) с опорным напряжением ( $u_{оп}$ ) пилообразной формы, частота которого и является несущей частотой. Принцип управления заключается в том, что если мгновенное значение опорного напряжения больше, чем величина модулирующего напряжения, то включается транзистор  $VT2$  и на нагрузке формируется импульс положительной полярности, как показано на рис. 2.10, б. Следовательно, если опорное напряжение становится меньше модулирующего напряжения, то транзистор  $VT2$  выключается и включается транзистор  $VT1$ , что приводит к изменению полярности напряжения на нагрузке. При активно-индуктивном характере нагрузки, изменение полярности выходного напряжения происходит за счет включения обратного диода  $VD1$ , через который замыкается ток нагрузки, поддерживаемый за счет наличия ЭДС последовательной индуктивности контура нагрузки.

Принцип формирования серии импульсов однополярной ШИМ показан на рис. 2.11, б. Реализация однополярной ШИМ возможна в однофазной мостовой схеме инвертора (рис. 2.11, а). При этом одна пара силовых транзисторов, например,  $VT1$  и  $VT4$ , переключается с частотой сигнала модуляции на границах полупериода выходного сигнала, а вторая пара транзисторов переключается с несущей частотой. Длительность управляющих импульсов формируется таким же образом, как и в предыдущем случае: в результате сравнения опорного напряжения и модулирующего сигнала.



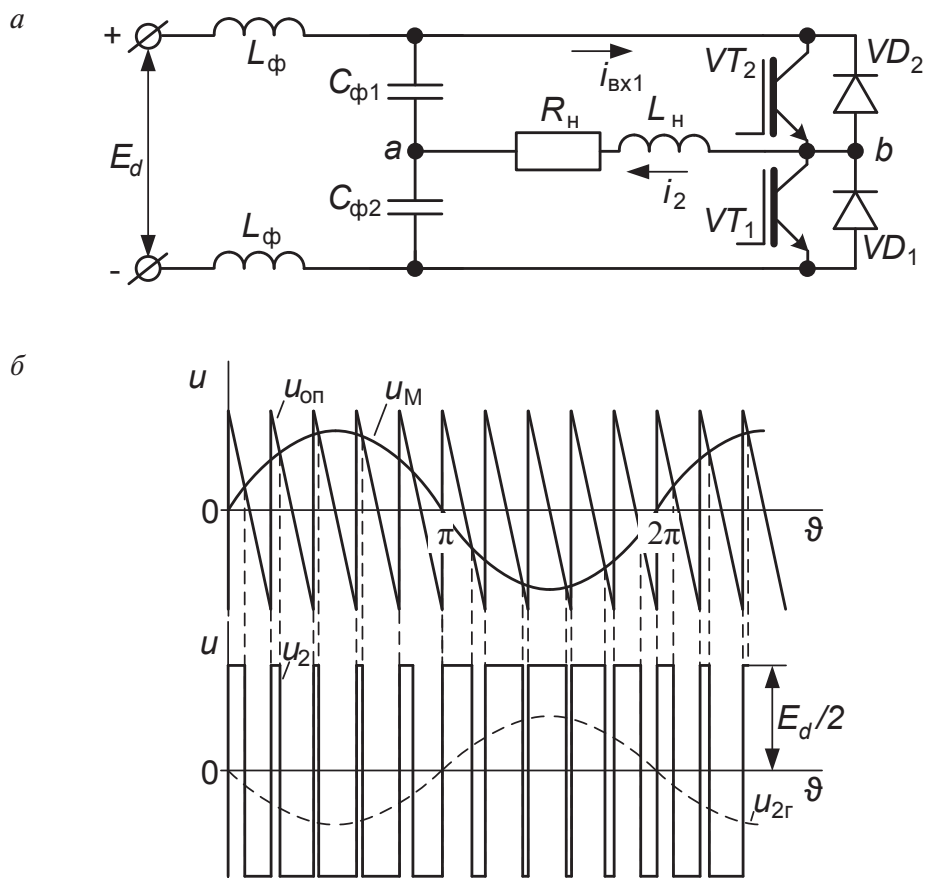


Рис. 2.10. Принцип формирования серии импульсов двухполярной ШИМ

Формирование импульса на выходе инвертора, например, положительной полярности, обеспечивается при одновременном включении транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ . Поскольку транзистор  $VT_2$  переключается с высокой частотой, то при его выключении транзистор  $VT_1$  остается включенным, что приводит к замыканию тока нагрузки, запасенного в индуктивности, через транзистор  $VT_1$  и диод  $VD_3$ . При этом на выходе инвертора напряжение равно сумме падений напряжения на транзисторе и диоде, т.е. близко к нулю. Аналогично этому создается нулевой уровень сигнала и, при формировании отрицательной полуволны гладкой составляющей: при выключении транзистора  $VT_3$ , — ток нагрузки замыкается через транзистор  $VT_4$  и диод  $VD_2$ .

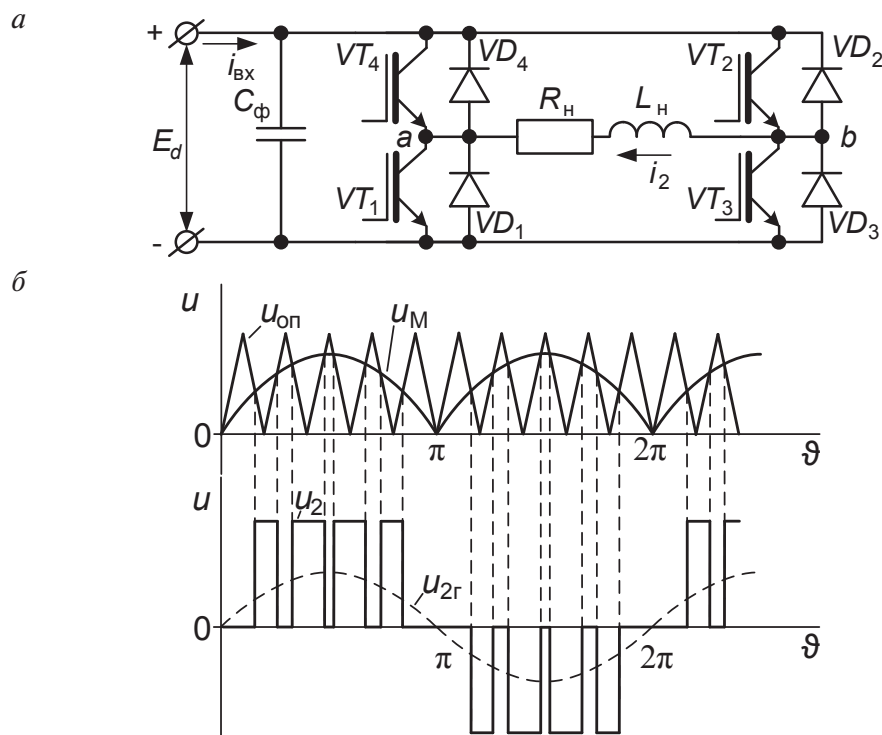


Рис. 2.11. Принцип формирования серии импульсов однополярной ШИМ

Таким образом, полярность гладкой составляющей выходного напряжения определяется путем включения транзисторов  $VT1$  или  $VT4$ , а высокочастотное заполнение и форма гладкой составляющей — переключения транзисторов  $VT2$  или  $VT3$ .

### 2.3.2. Применение ШИМ модуляции для управления скоростью электроприводов переменного тока

Еще в первой четверти прошлого столетия М. П. Костенко сформулировал законы частотного управления, обратив внимание на зависимость величины фазного напряжения  $U_{сф}$ , подводимого к статору АД КЗР, от частоты этого напряжения  $f_1$  и нагрузки на валу  $M_c$ . Булгаков А. А. в 60-е гг. XX в. обобщил этот закон на любой способ управления скоростью вращения двигателя. Основным законом управления частотой является поддержание отношения модуля напряжения к частоте с помощью постоянного соотношения  $\frac{U_{сф}}{f_1} = \text{const}$ , что яв-

ляется удобным в применении, когда нагрузка на валу неизменная,  $M_c = \text{const}$ . Таким образом, для регулирования скорости вращения асинхронного двигателя требуется сформировать трехфазный сигнал необходимой частоты и амплитуды.

Схема силовой части такого преобразователя частоты показана на рис. 2.12. В основе работы представленной схемы заложен принцип формирования сигналов первых гармоник напряжения требуемой частоты и амплитуды в соответствии с заданием на скорость электропривода посредством ШИМ модуляции с разностью фаз в  $120^\circ$ .

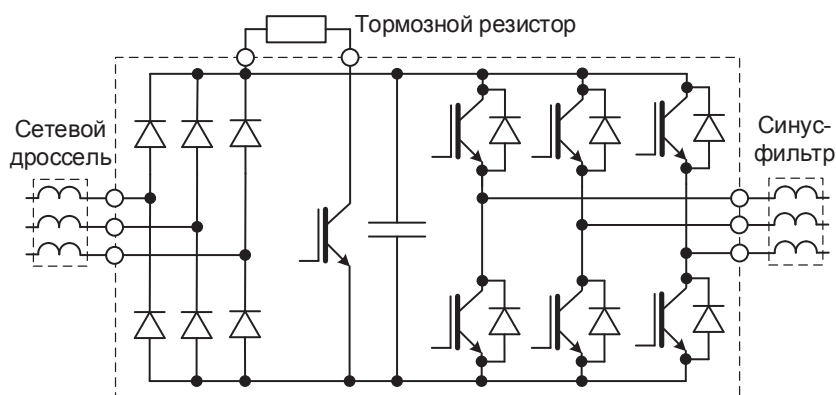


Рис. 2.12. Схема силовой части преобразователя частоты для АД

Сетевой дроссель на входе является фильтром высших гармоник для исключения влияния преобразователя как нелинейной нагрузки на питающую сеть. Синус-фильтр обеспечивает преобразование разнополярного импульсного сигнала, сформированного посредством ШИМ модуляции в сигнал, по форме близкий к синусоидальному. Емкость является фильтром, снижающим пульсации выпрямителя до уровня коэффициента пульсаций 3–5 %. Осциллограммы выходного напряжения каждого элемента преобразователя частоты можно увидеть на рис. 2.13.

На рис. 2.13 показана схема силовой части преобразователя частоты с возможностью рекуперации электроэнергии. Эта схема отражает современную тенденцию развития преобразователей частоты — широкое использование режима рекуперативного торможения для повышения КПД электроприводов переменного тока транспортных механизмов.

Блоки 1 и 3 представляют собой трехфазные мостовые схемы, в качестве управляемых элементов которых используются пары IGBT-транзистор — быстродействующий диод встречного тока.

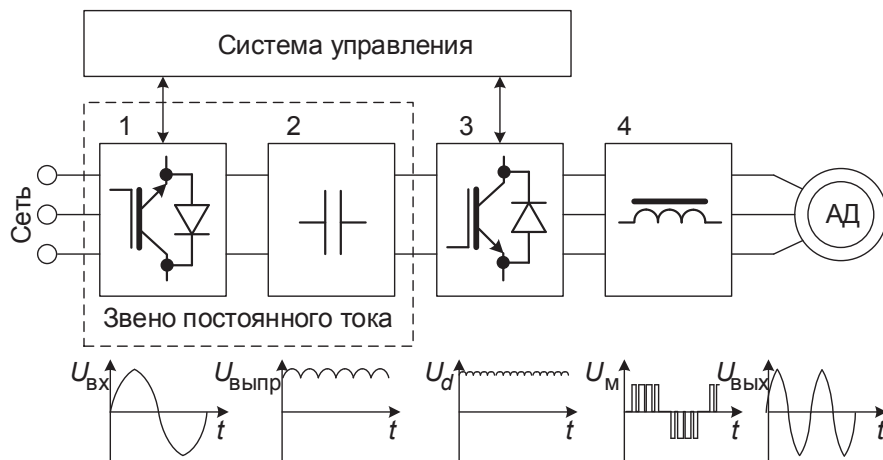


Рис. 2.13. Схема силовой части преобразователя частоты с возможностью рекуперации энергии

В двигательном режиме работы электропривода, блок 1 работает в режиме выпрямителя, блок 3 — в режиме автономного инвертора. В режиме рекуперативного торможения электропривода, блок 3 работает в режиме выпрямителя, блок 1 — в режиме инвертора, ведомого сетью. При этом схемы, работающие в режиме выпрямления, как и схемы, работающие в режиме инвертирования, работают по принципу ШИМ. Применение ШИМ в режиме выпрямления позволяет снизить коэффициент пульсаций уже на уровне выпрямителя по сравнению с традиционной схемой выпрямителя.

### 2.3.3. Особенности схем управления скоростью высоковольтных электроприводов переменного тока

Приведенные на рис. 2.12 и 2.13 схемы относятся к электроприводам переменного тока с линейным напряжением обмоток статора до 660 В. Для электроприводов переменного тока с линейным напряжением обмоток статора 3, 6 и 10 кВ, приведенные на рис. 2.12 и 2.13 схемы не могут быть применены из-за опасности электрического пробоя элементов схемы.

Для высоковольтных электроприводов переменного тока разработана специальная архитектура схем, в которых формирование высокого напряжения каждой фазы посредством ШИМ производится путем суммирования низких напряжений отдельных ячеек. Схема каждой ячейки выполнена по схеме рис. 2.12 за исключением фильтров и цепи торможения.

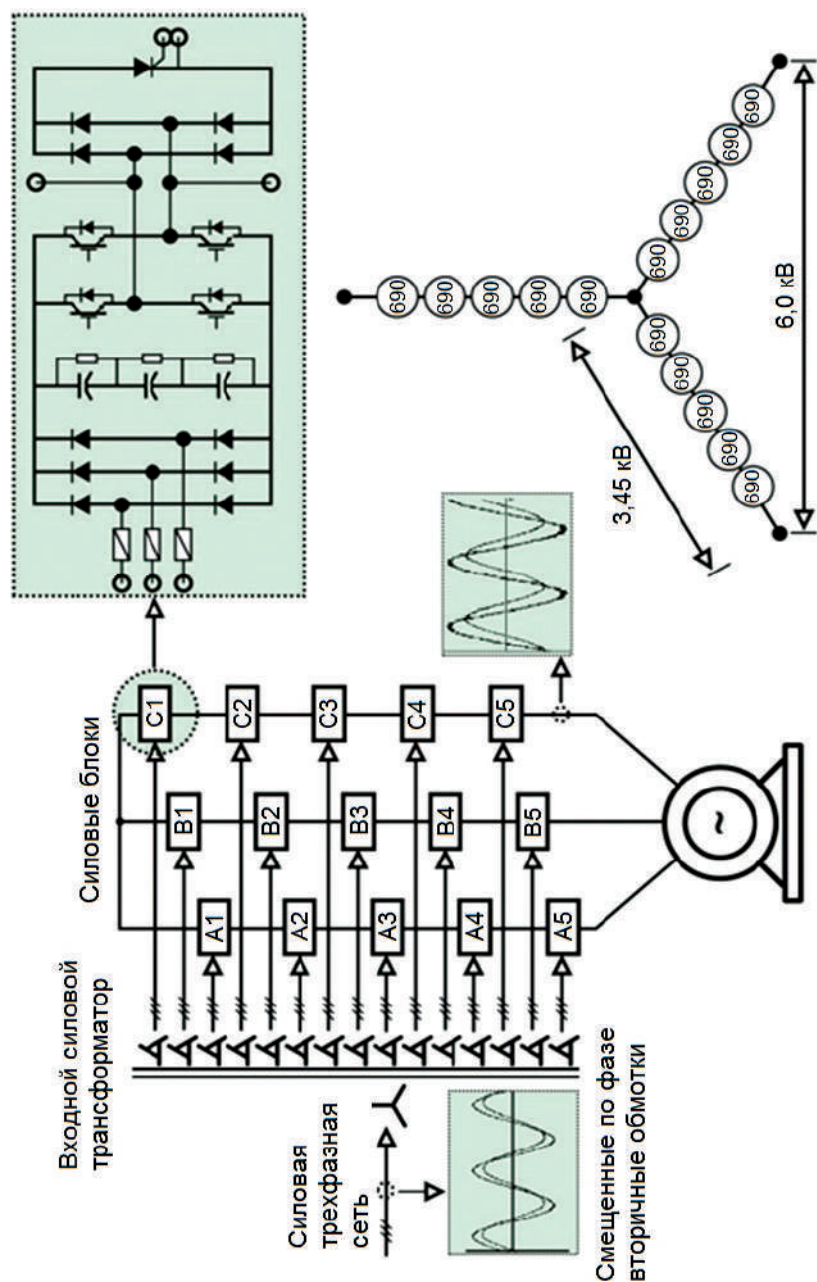


Рис. 2.14. Структурная схема высоковольтного преобразователя частоты для АД 6 кВ

Структурная схема высоковольтного преобразователя частоты на напряжение 6 кВ приведена на рис. 2.14. Фазное напряжение 3,45 кВ формируется путем суммирования напряжений 690 В отдельных ячеек, включенных последовательно в каждой фазе. При увеличении количества отдельных ячеек до 8 можно получить фазное напряжение 5,78 кВ, что соответствует линейному напряжению 10 кВ. При уменьшении количества отдельных ячеек до 3 можно получить фазное напряжение 1,73 кВ, что соответствует линейному напряжению 3 кВ.

В основу формирования напряжения для питания высоковольтного АД заложен принцип многоуровневого ШИМ, в соответствии с которым каждая отдельная ячейка формирует свою, отличную от других последовательность импульсов. При их суммировании получается сигнал требуемой амплитуды и длительности, близкий к синусоидальному. Указанный принцип проиллюстрирован на рис. 2.15.

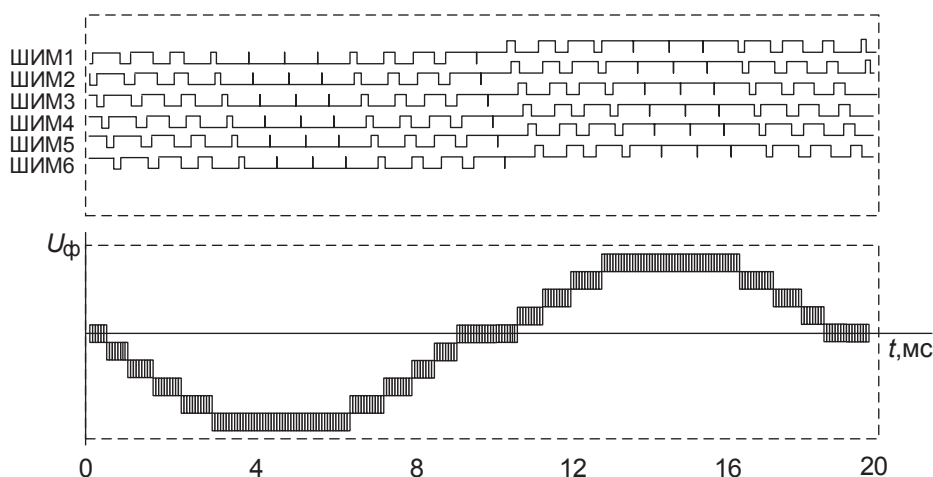


Рис. 2.15. Принцип формирования синусоидального сигнала посредством многоуровневого ШИМ

Положительной стороной описанной схемы является высокая ремонтоспособность — возможность быстрой замены вышедшей из строя ячейки.

Для питания ячеек в схеме преобразователя применен специальный преобразовательный трансформатор, который имеет необходимое количество вторичных трехфазных обмоток, смещенных по фазе.

Состав блоков высоковольтного преобразователя частоты показан на рис. 2.16. Преобразователь частоты состоит из трансформаторного шкафа, шкафа силовых ячеек, главного шкафа управления и байпасного шкафа силовых ячеек (опция).

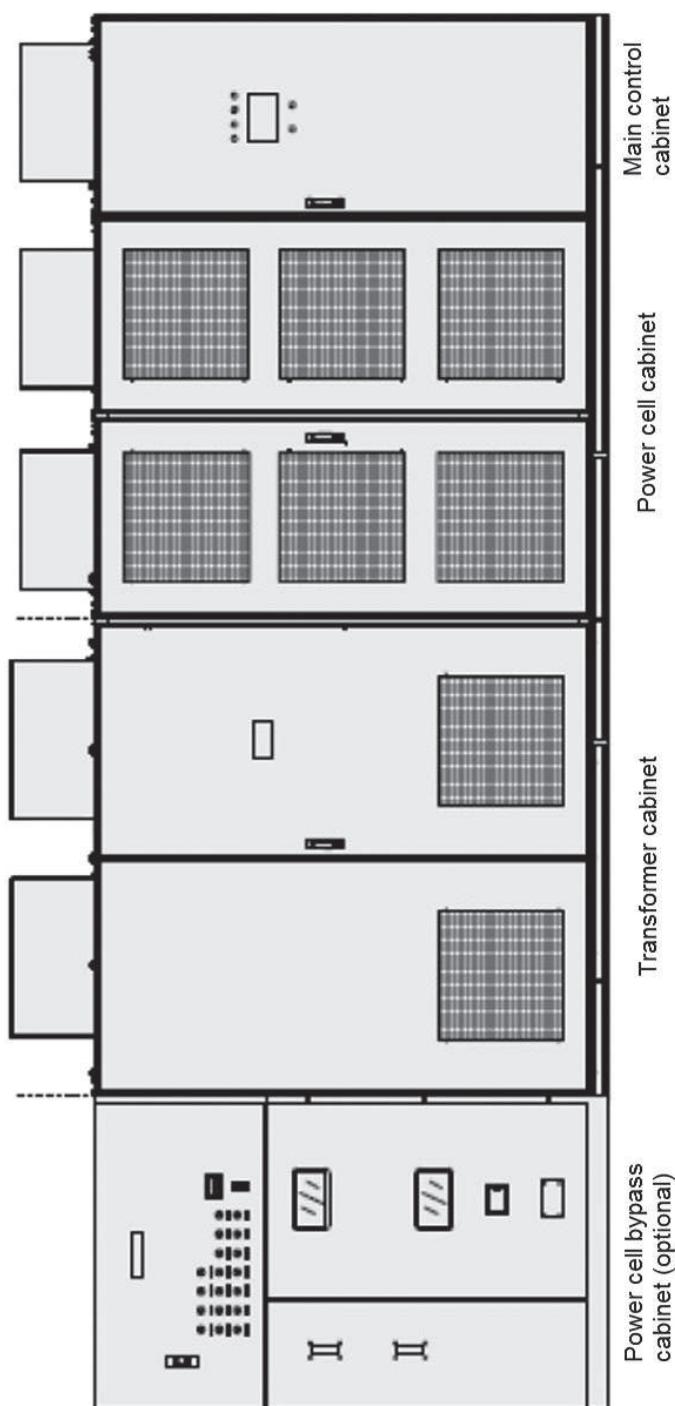


Рис. 2.16. Состав блоков высоковольтного преобразователя частоты:

power cell bypass cabinet — байпасный шкаф силовых ячеек; transformer cabinet — трансформаторный шкаф; power cell cabinet — шкаф силовых ячеек; main control cabinet — шкаф управления

### 3. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ ТОКА

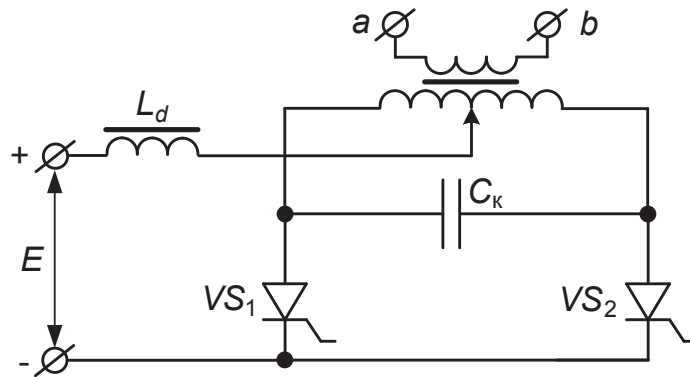
*Автономный инвертор тока* (АИТ) [3] — это устройство, осуществляющее периодическое переключение с постоянной или регулируемой частотой через вентильный коммутатор постоянного хорошо сглаженного тока источника питания. Постоянное значение тока на входе инвертора обеспечивается индуктивностью сглаживающего дросселя в цепи источника питания, величина которой теоретически бесконечно большая, а практически обеспечивает требуемый низкий коэффициент пульсаций. Для того чтобы через нагрузку протекал переменный ток прямоугольной формы, необходимо включение параллельной емкости, воспринимающей скачки тока  $+I_d \dots -I_d$ , т.е.  $2I_d$ .

Емкость создает необходимые условия для переключения тока в вентилях, в качестве которых используются ООТ, а в последнее время ДОТ и IGBT. Наиболее распространенными схемами однофазных вентильных коммутаторов являются нулевая (со средней точкой трансформатора) и мостовая.

На рис. 3.1, а, б приведены схемы нулевой и мостовой однофазных АИТ [3], к выводам переменного тока которых (а–в) может быть подключена одна из возможных схем соединения нагрузки и емкостей, представленных на рис. 3.2. АИТ классифицируются (и имеют название) по виду цепи переменного тока (ЦПРТ). В случае, когда ЦПРТ соответствует изображенной на рис. 3.2, а, АИТ является параллельным с активной нагрузкой. При ЦПРТ, изображенной на рис. 3.2, б, — АИТ последовательный с активной нагрузкой, а при ЦПРТ, изображенной на рис. 3.2, в, — последовательный с активно-индуктивной нагрузкой. Если ЦПРТ построен согласно рис. 3.2, г, АИТ является последовательно-параллельным.



*a*



*б*

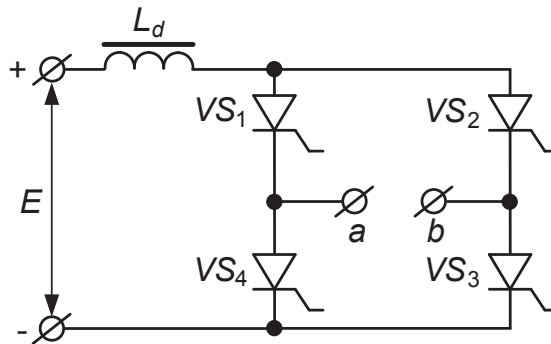


Рис. 3.1. Схемы однофазных АИТ:

*a* — нулевая; *б* — мостовая

На рис. 3.2, *д–и* представлены ЦПРТ, включающие в себя параллельный контур, образованный активно-индуктивной нагрузкой  $R-L$  и параллельной емкостью  $C$ . Инверторы с ЦПРТ согласно рис. 3.2, *д–е* являются соответственно параллельными и последовательно-параллельными с нагрузкой, имеющей вид колебательного контура. При нагрузочном контуре, построенном по схеме рис. 3.2, *ж*, инвертор является параллельно-последовательным, или АИТ с конденсаторным умножением напряжения нагрузки. ЦПРТ, изображенная на рис. 3.2, *и*, представляет наиболее общую схему, содержащую все другие схемы рис. 3.2, *а–ж*.

Классификация АИТ по видам ЦПРТ довольно условна и недостаточно полна. На практике ЦПРТ могут иметь еще более сложную схему, а в зависимости от сочетания параметров нагрузки и индуктивности фильтрового дросселя, могут существенно отличаться его режимы работы.

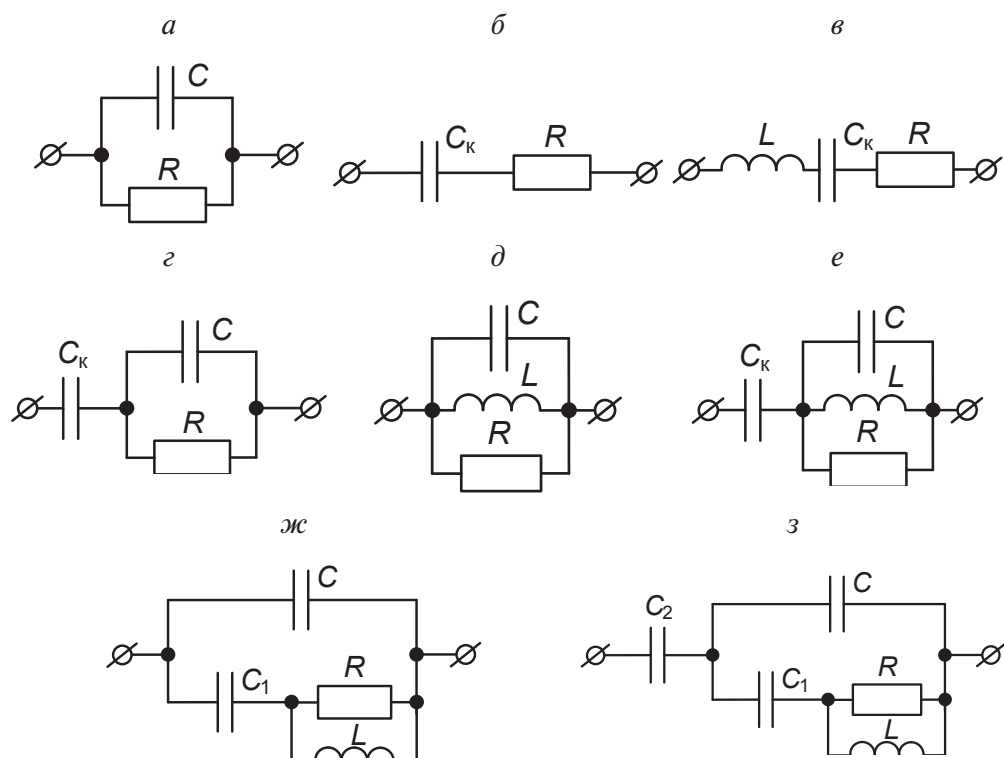


Рис. 3.2. Нагрузочные схемы АИТ

### 3.1. Параллельный АИТ [2]

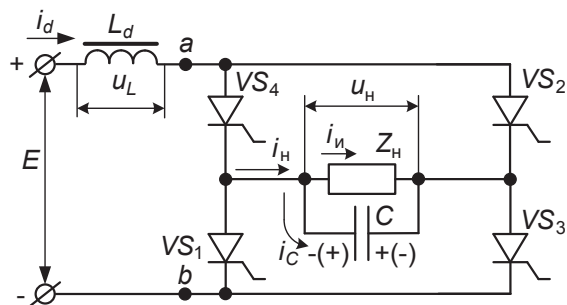


Рис. 3.3. Схема однофазного мостового АИТ

Схема однофазного мостового АИТ приведена на рис. 3.3. В нее входит инверторный мост на тиристорах  $VS_1$ – $VS_4$ , в диагональ которого включена активно-индуктивная нагрузка  $Z_H$ , а параллельно ей — конденсатор  $C$ . В цепи постоянного тока расположен дроссель  $L_d$  с достаточно большой индуктивностью.

Кривая выходного напряжения  $u_n = u_c$  формируется путем периодического перезаряда конденсатора  $C$  в цепи с источником питания  $E$  и дросселем  $L_d$  при поочередном отпирании накрест лежащих тиристоров инвертора. Конденсатор  $C$ , характер изменения напряжения во времени которого определяет  $u_n$ , запирает проводящую пару тиристоров при отпирании другой пары.

На рис. 3.4, *a–и* показаны временные диаграммы для установившегося режима. Предположим, что до момента времени  $\vartheta_1 = \omega t_1$  ( $\omega$  — выходная частота инвертора) проводят ток тиристоры  $VS_1$  и  $VS_2$  (рис. 3.4, *a*). При этом напряжение на конденсаторе имеет полярность, показанную на схеме без скобок. В момент времени  $\vartheta_1$  путем подачи управляющих импульсов отпираются тиристоры  $VS_3$ ,  $VS_4$ , в результате чего конденсатор  $C$  подключается параллельно тиристорам  $VS_1$ ,  $VS_2$ . Под действием встречного тока конденсатора, токи тиристоров  $VS_1$ ,  $VS_2$  быстро спадают до нуля, к тиристорам прикладывается обратное напряжение, определяемое напряжением конденсатора (см. рис. 3.4, *ж*), и они переводятся в непроводящее состояние. Длительность действия обратного

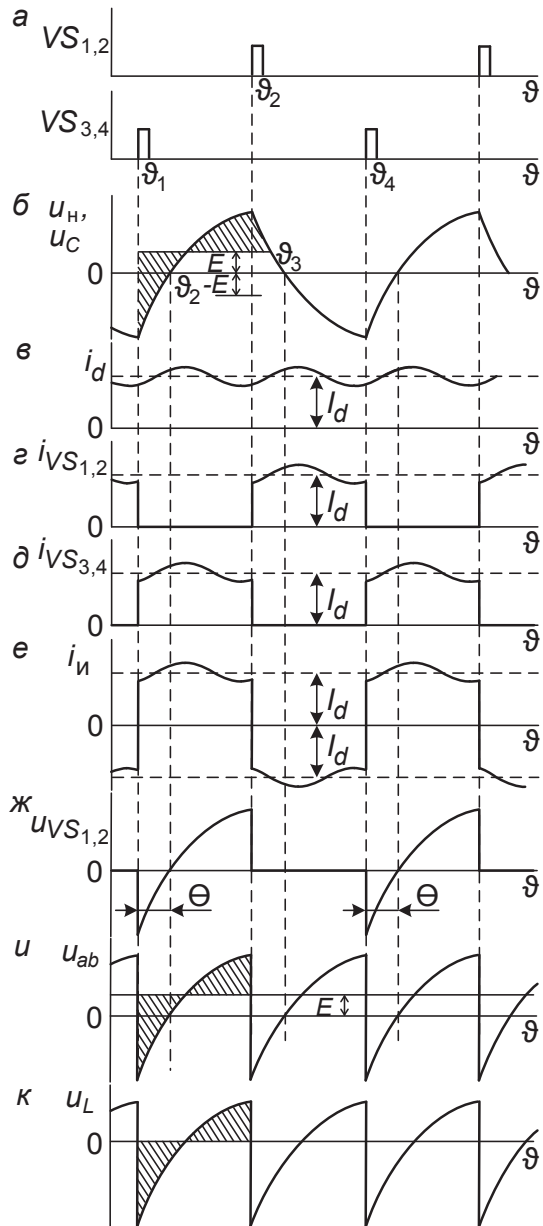


Рис. 3.4. Временные диаграммы (*a–и*) однофазного мостового АИТ

напряжения на тиристорах (время, предоставляемое для восстановления их запирающих свойств) характеризуется интервалом, в течение которого напряжение отрицательной полярности на конденсаторе уменьшается до нуля (рис. 3.4, б) в процессе его перезаряда в цепи с источником питания, дросселем  $L_d$  и открытыми тиристорами  $VS_3$ ,  $VS_4$  (см. рис. 3.3). Этот интервал определяется в соответствии с углом  $\theta = t_{п.в}\omega$ . Аналогично описанному осуществляется запираание тиристоров  $VS_3$ ,  $VS_4$  при отпирании тиристоров  $VS_1$ ,  $VS_2$ .

Кривая переменного напряжения на нагрузке (см. рис. 3.4, а) состоит из участков, соответствующих каждому такту перезаряда конденсатора. Ток  $i_d$  (рис. 3.4, в), потребляемый от источника питания благодаря большой индуктивности дросселя  $L_d$ , достаточно хорошо сглажен и имеет малые пульсации. Он поочередно протекает через тиристоры  $VS_1$ ,  $VS_2$  и  $VS_3$ ,  $VS_4$ , определяя форму кривых их анодных токов (рис. 3.4, г, д), а также форму кривой тока инвертора  $i_i$  (рис. 3.4, е), равного сумме токов нагрузки  $i_n$  и конденсатора  $i_c$ .

При отпирании каждой пары накрест лежащих тиристоров, конденсатор подключается отрицательным полюсом к точке а и положительным полюсом к точке б, что определяет характер кривой  $i_{аб}$ , приведенной на рис. 3.4, и. Напряжение на дросселе  $L_d$  равно разности  $u_{аб} - E$  (см. рис. 3.3, рис. 3.4, к). Если пренебречь активным сопротивлением обмотки дросселя, то его напряжение  $u_L = L di/dt$  будет определяться только переменной составляющей при равной нулю постоянной составляющей. Из этого следует, что постоянная составляющая напряжения  $u_{аб}$  равна  $E$ . В свою очередь это означает, что среднее значение напряжения на конденсаторе (нагрузке) в течение полупериода (рис. 3.4, б) также равно  $E$ .

На рис. 3.5 показан более подробно процесс переключения пар тиристоров [3]. В момент  $\vartheta = \pi$ , который является концом первого полупериода и началом второго, происходит подача открывающего импульса на тиристоры  $VS_1$  и  $VS_2$ . В течение относительно малого интервала времени ток протекает через все четыре тиристора. В течение этого интервала источник питания через дроссель  $L_d$  закорачивается. Данный интервал времени называется углом коммутации  $\gamma$ .

Современные быстродействующие тиристоры допускают весьма большие значения  $(di/dt)_{повт} = 500...1000$  А/мкс при частоте переключений до 1000 Гц, что соответствует пренебрежимо малым  $\gamma$ , не оказывающим существенного влияния на энергетические характеристики АИТ.

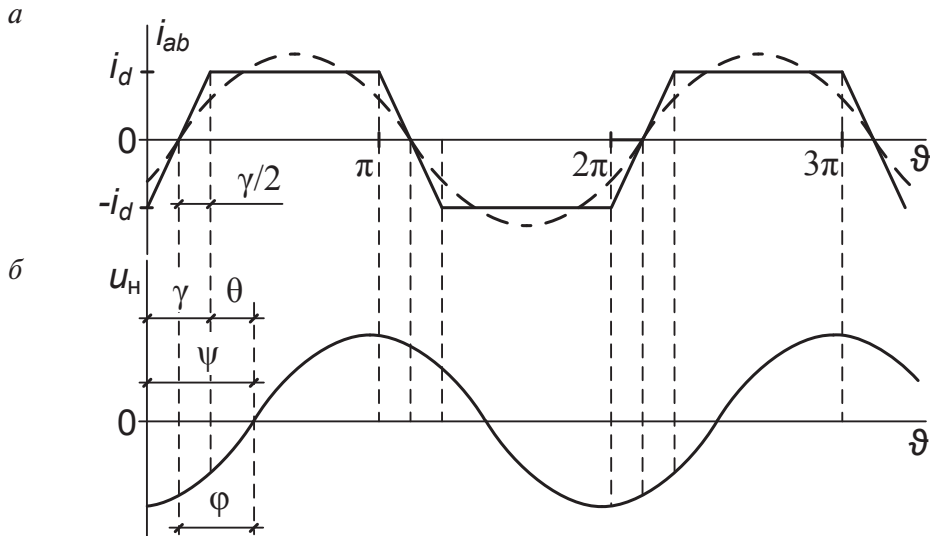


Рис. 3.5. Временные диаграммы ЦПРТ АИТ

Согласно временным диаграммам можно выделить следующие особенности работы инвертора [3]:

- видно, что напряжение  $U_T$  на тиристоре в непроводящем состоянии является отрицательным на интервале  $\theta$ , который всегда меньше половины полупериода. В течение этого времени тиристоры восстанавливают свои запирающие свойства. Этот интервал называется схемным временем восстановления инвертора. Во всех режимах работы инвертора необходимо, чтобы соблюдалось условие  $\theta \geq \omega t_q$ , где  $t_q$  — время, необходимое для восстановления запирающих свойств тиристоров (определяется по паспортным данным тиристоров,  $t_q = 32 \dots 400$  мкс);
- производится генерирование переменного напряжения  $U_{ab} = U_C = U_R$ , соответствующего отдельным тактам заряда, разряда и перезаряда конденсатора  $C$ , который шунтирует высшие гармоники тока, вследствие чего последние не создают падения напряжения на зажимах ЦПРТ;
- для стабильной работы АИТ требуется отставание  $U_{ab}$  от тока, т. е. ЦПРТ должна иметь емкостной характер (требуется перекompенсация индуктивности нагрузки). При этом опере-

жение первой гармоники тока  $I_{(1)аб}$  по отношению к первой гармонике напряжения  $U_{(1)аб}$  определяется с учетом угла коммутации по времени восстановления запирающих свойств тиристоров. В случае применения ДОТ- или IGBT-приборов с включением и выключением при нулевом напряжении, смещение фазы тока и напряжения не является необходимым;

- напряжение  $u_{L_d}$  на дросселе  $L_d$  пульсирует с частотой в два раза выше частоты переключения приборов.

Индуктивность дросселя  $L_d$  определяется при заданных параметрах ЦПРТ требуемым режимом работы инвертора; она предотвращает скачки тока при смене направления тока в ЦПРТ, когда источник питания и, следовательно, заряженный конденсатор  $C$  оказываются связанными последовательно. Благодаря этой индуктивности реальный источник работает как источник тока.

Таким образом, для стабильной работы АИТ требуется отставание напряжения контура нагрузки  $U_n$  от тока контура нагрузки  $I_n$ , т. е. контур нагрузки должен иметь емкостной характер. При этом опережение первой гармоники тока  $I_{(1)аб}$  по отношению к первой гармонике напряжения  $U_{(1)аб}$  определяется с учетом угла коммутации по времени восстановления запирающих свойств тиристоров. Это условие одинаково для всех возможных схем контура нагрузки. Угол  $\varphi_{инв}$  между напряжением контура нагрузки  $U_n$  и током контура нагрузки  $I_n$  обычно находится в диапазоне  $15\text{--}45^\circ$ . Угол  $\varphi_{инв}$  упрощенно можно связать с временем восстановления запирающих свойств тиристоров

$t_{восст}$  согласно выражению  $\frac{\varphi_{инв}}{T_{вых}} = \frac{t_{восст}}{360}$  ( $T_{вых}$  — период выходного тока),

откуда можно вычислить  $\varphi_{инв}$  при задаваемом конкретном значении ( $t_{rr}$  (или  $t_{восст}$ ) принимаемом из паспортных данных прил. 1, прил. 2) или, наоборот, при заданном значении  $\varphi_{инв}$  определяется  $t_{восст}$  и затем уточняется  $\varphi_{инв}$ . Угол  $\varphi_{инв}$  и время восстановления запирающих свойств тиристоров  $t_{восст}$  рассчитываются один раз для всех схем контуров нагрузки. Необходимо отметить, что приведенное описание процесса коммутации не учитывает угол коммутации  $\gamma$ .

Напряжение контура нагрузки и напряжение индуктора параллельного АИТ определяются согласно применяемой схеме выпрямителя и его входного напряжения.

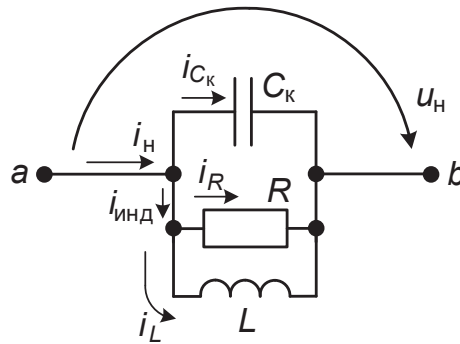


Рис. 3.6. Принципиальная схема контура нагрузки параллельного АИТ

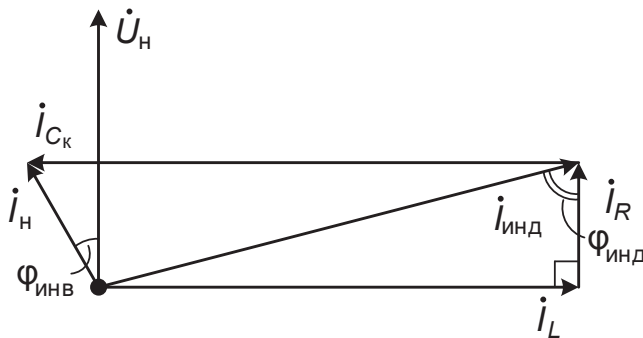


Рис. 3.7. Векторная диаграмма токов и напряжения контура нагрузки параллельного АИТ

На рис. 3.6 показана принципиальная схема контура нагрузки параллельного АИТ. Векторная диаграмма контура нагрузки (рис. 3.7) строится на основании известных исходных данных: на основании известных токов индуктора, напряжения, угла  $\varphi_{инв}$  геометрически определяются неизвестные токи — ток емкости  $I_{CK}$  и ток контура нагрузки  $I_H$ .

На основании тока контура нагрузки  $I_H$  и времени восстановления запирающих свойств тиристоров  $t_{восст}$  производится окончательный выбор тиристоров параллельного АИТ. При этом необходимо принимать во внимание допустимую скорость нарастания тока тиристора.

На основании тока емкости  $I_{CK}$ , напряжения на емкости, частоты тока определяется требуемая величина емкости для настройки контура нагрузки параллельного АИТ.

Выбор конденсаторной батареи (алгоритм аналогичен для всех конденсаторных батарей всех схем АИТ) выполняется на основании следующих исходных данных: тока емкости  $I_C$ , напряжения на емкости  $U_C$ , частоты тока емкости  $f_{\text{вых}}$ . Вначале осуществляется подбор конденсатора по частоте (прил. 3) — паспортное значение частоты конденсатора должно быть не ниже частоты тока на основании исходных данных. Далее определяется количество последовательно соединенных конденсаторов в одной ветви для выполнения условия: номинальное напряжение ветви конденсаторов (сумма номинальных напряжений отдельных конденсаторов ветви) должно быть не ниже напряжения конденсаторной батареи по векторной диаграмме. При этом следует учитывать, что емкость ветви снижается пропорционально количеству конденсаторов в ветви по отношению к емкости отдельных конденсаторов ветви. Затем определяется количество параллельных ветвей конденсаторной батареи для обеспечения расчетной емкости. На данном этапе определено суммарное количество конденсаторов конкретной батареи. И, наконец, проверяется конденсаторная батарея на возможность передачи реактивной мощности. Паспортная реактивная мощность батареи конденсаторов должна быть не ниже этой мощности, определяемой по векторной диаграмме.

По окончании расчета, поскольку емкость конденсаторной батареи будет отличаться от расчетной, необходимо построить уточненную векторную диаграмму и убедиться в выполнении условия коммутации тириستоров.

Необходимо отметить, что инвертор тока обладает следующими недостатками [3]:

- не допускает режимов холостого хода и имеет ограничение по предельному значению тока нагрузки;
- имеет внешнюю характеристику с участком резкого спада напряжения;
- имеет форму выходного напряжения, зависящую от величины нагрузки (треугольную форму в режимах близких к холостому ходу и квазисинусоидальную — в режимах предельных нагрузок);
- является инерционным преобразователем, т. к. скорость изменения режима определяется скоростью изменения тока в реакторе с большой индуктивностью  $L_d$ ;
- не рационален для получения низких выходных частот, т. к. возрастают массогабаритные показатели реактора и конденсатора.



Для устранения некоторых недостатков дополняют классическую схему параллельного инвертора тока [3]:

- дополнительными конденсаторами на выходе инвертора;
- отсекающими вентилями;
- вентилями обратного тока;
- тиристорно-индуктивным регулятором;
- применением широтно-импульсного регулирования выходного тока инвертора;
- применением векторного (фазового) регулирования.

Таким образом, указанные недостатки схем, параллельных АИТ, приводят как к необходимости применения более сложных схем с добавлением новых элементов, так и к созданию других типов АИТ — последовательных, последовательно-параллельных и параллельно-последовательных. Наиболее распространена схема параллельного инвертора с обратными (рис. 3.8) и отсекающими диодами. Обратные диоды  $VD_1$ ,  $VD_2$  (рис. 3.8, а), и  $VD_1$ – $VD_4$  (рис. 3.8, б) предотвращают повышение переменного напряжения инвертора при снижении нагрузки (в режимах близких к холостому ходу).

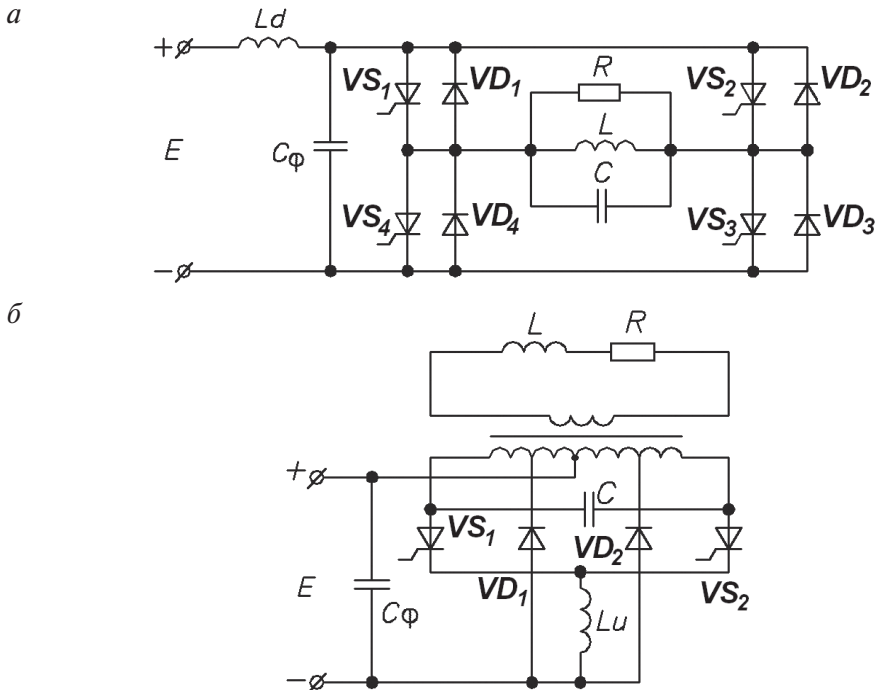


Рис. 3.8. Схемы АИТ с обратными диодами

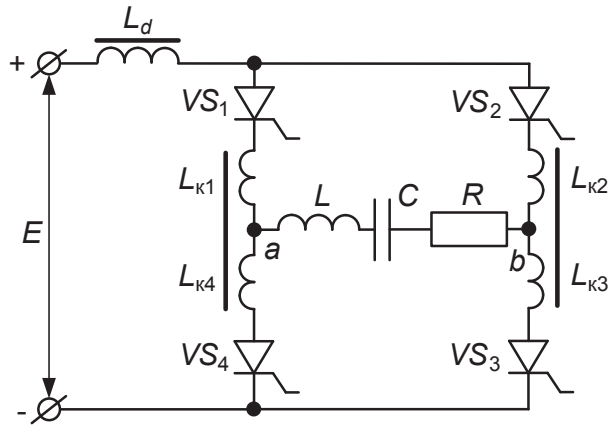
### 3.2. Последовательный АИТ

Как рассматривалось выше, последовательный АИТ характеризуется последовательным соединением коммутирующего конденсатора и индуктора в цепи нагрузки, в таком случае элементы цепи нагрузки и проводящие ток полупроводниковые приборы соединены последовательно. При использовании ООТ, их коммутация происходит с помощью  $LC$ -резонансной цепи. Схемы последовательных АИТ, так же как и параллельные, подразделяются на мостовые (со средней точкой трансформатора) и полумостовые. Полумостовые схемы могут быть выполнены с разделенными источниками питания и с разделенным коммутирующим конденсатором. Среди последовательных инверторов известна и несимметричная (однотактная) схема.

На рис. 3.9 представлены основные схемы последовательных АИТ. Рассмотрим принцип действия последовательного АИТ на примере мостовой схемы (рис. 3.9, а) [3].

Работа схемы осуществляется путем чередования интервалов открытия пар тиристоров  $VS_1$  и  $VS_3$  или  $VS_2$  и  $VS_4$ . При открытии тиристоров  $VS_1$  и  $VS_3$ , ток протекает по цепи  $+E, L_d, VS_1, C, R, VS_3, -E$ . На конденсаторе  $C$  и сопротивлении нагрузки  $R$  падение напряжения обозначим соответственно  $u_C$  и  $u_R$ . После открытия тиристоров  $VS_2$  и  $VS_4$ , в коммутационном интервале работают все четыре тиристора. С момента выключения отработавших в предыдущем периоде тиристоров ток проводят тиристоры  $VS_2$  и  $VS_4$  по цепи  $+E, L_d, VS_2, R, C, VS_4, -E$ . Через полупериод конденсатор  $C$  перезаряжается и полярность напряжения на нем меняет знак. Напряжение на нагрузке  $u_R$  и суммарное напряжение  $u_{аб}$  также меняют свой знак. Параметры элементов схемы выбраны так, что напряжение  $u_{Lк}$  больше напряжения источника питания  $E$ , в результате чего тиристоры закрываются. Смена направления тока в ЦПРТ происходит без перенапряжения индуктивностей вследствие плавного перехода тока от одной половины индуктивности в другую половину той же индуктивности.

а



б

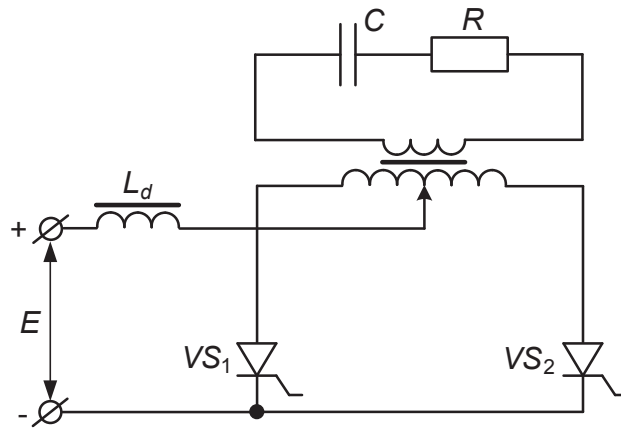


Рис. 3.9. Основные схемы последовательных АИТ

Схема замещения всех последовательных инверторов между двумя соседними переключениями состоит из последовательно связанных  $L$ -,  $C$ - и  $R$ -элементов, как показано на рис. 3.10. В соответствии с этой схемой баланс напряжений на элементах описывается уравнением [3]

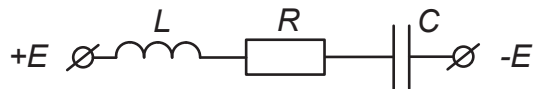


Рис. 3.10. Эквивалентная схема контура нагрузки последовательных инверторов

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + iR = E ,$$

в полумостовой схеме необходимо вместо  $E$  подставить  $E/2$ . После дифференцирования и преобразования, уравнение приобретает вид

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{di}{dt} \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} i = 0. \quad (3.1)$$

В зависимости от корней характеристического уравнения, при различных соотношениях параметров эквивалентной схемы, возможно три режима работы последовательного АИТ: апериодический, граничный и колебательный. Работа последовательного инвертора возможна только в колебательном режиме, поскольку только в нем создаются необходимые условия коммутации тиристорov: прикладывается обратное напряжение.

Для колебательного режима решение уравнения (3.1) записывается

$$i(t) = \frac{E + U_{C0}}{\omega_0 L} \cdot e^{-\delta t} \sin \omega_0 t,$$

где  $U_{C0}$  — начальное значение (в момент коммутации) напряжения на коммутирующем конденсаторе;

$$\omega_0 — \text{частота собственных колебаний контура, } \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}};$$

$$\delta — \text{декремент затухания тока, } \delta = \frac{R}{2L}.$$

На рис. 3.11 приведены зависимости ряда характеристик последовательного АИТ в функции коэффициента нагрузки [3]

$$K_H = \frac{R}{Z_B},$$

где  $Z_B$  — волновое сопротивление колебательного контура,  $Z_B = \sqrt{\frac{L}{C}}$ .

На основании зависимостей, показанных на рис. 3.11, можно сделать вывод, что внешняя характеристика последовательного АИТ соответствует характеристике источника напряжения, поскольку  $U_{Rm}$  примерно постоянно в широком диапазоне изменения  $K_H$ . Однако при малых  $R$  работа инвертора нестабильна из-за недопустимого увеличения токов и напряжений на его элементах. Работа инвертора нестабильна и при увеличении  $R$  вследствие недопустимого снижения схемного времени восстановления  $\theta_B$ . Рабочим диапазоном изменения коэффициента нагрузки следует считать  $K_H = 0,3 \dots 1,3$ .

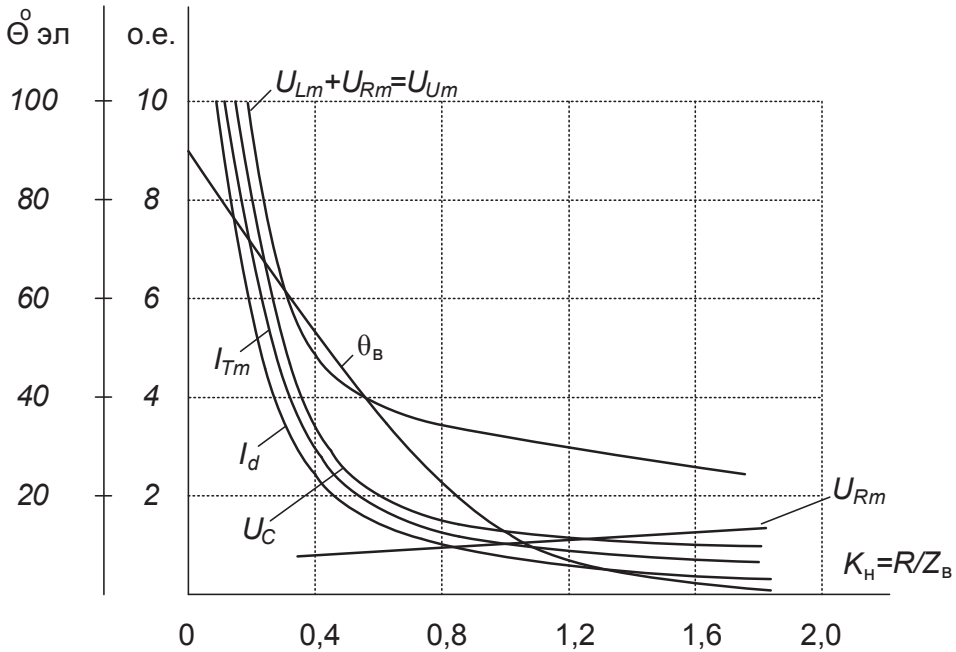


Рис. 3.11. Зависимости величин в функции коэффициента нагрузки

### 3.3. Последовательно-параллельный АИТ

Из-за недостатка рассмотренных выше схем, в работе АИТ возможен переход в аварийный режим, если тиристоры не успеют восстановить свои запирающие свойства. В этом случае происходит короткое замыкание источника входного напряжения через невосстановившийся тиристор и вновь включенный очередной тиристор, т.е. через две ветви моста. Это возможно либо при неверной настройке схемы, либо при высоких токах нагрузки параллельного инвертора тока, из-за которых проводящий тиристор не успевает восстановить запирающие свойства в отведенное время.

Последовательно-параллельная схема [3] позволяет ограничить предельный ток, отбираемый с выхода вентильного коммутатора. При этом нагрузка подключается параллельно части разделенного компенсирующего конденсатора, как показано на рис. 3.12, а. Здесь конден-

сатор  $C_{\text{вх}}$  будет ограничивать предельную величину тока, отбираемого с выхода тиристорного коммутатора, по мере уменьшения сопротивления нагрузки  $R$ . В пределе, в режиме короткого замыкания (при  $R=0$ ), инвертор работает на емкость  $C_{\text{вх}}$ . Это требует принятия дополнительных мер по ограничению выходного напряжения инвертора, в то время как ток короткого замыкания нагрузки здесь уже сначала ограничен самой схемой. В режиме короткого замыкания последовательно-параллельный инвертор эквивалентен параллельному АИТ в режиме холостого хода и последовательному АИТ в режиме короткого замыкания.

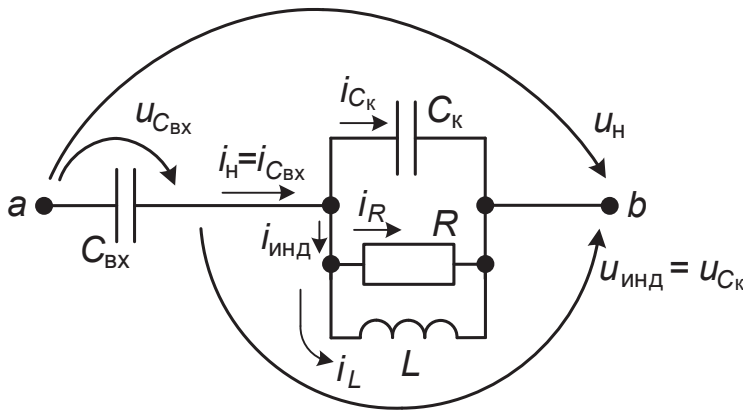


Рис. 3.12. Контур нагрузки последовательно-параллельного АИТ

В режиме холостого хода (при  $R=\infty$ ) рассматриваемый инвертор превращается в последовательный [3]. При холостом ходе и в режимах близких к нему, в параллельно-последовательном инверторе также формируется высокое напряжение  $U_{\text{ав}}$  и большое  $\theta_{\text{в}}$  для восстановления, поскольку угол между основными гармониками выходного тока  $I_{\text{ав}}$  и напряжением  $U_{\text{ав}}$   $\delta = \theta_{\text{в}} + \gamma/2$  стремится к  $90^\circ$ .

Согласно векторной диаграмме рис. 3.13 рассматриваемая схема может быть настроена на работу с увеличенным напряжением на индукторе по сравнению с напряжением контура нагрузки, что при неизменной мощности эквивалентного индуктора сопровождается уменьшением его тока, а также это приводит к пропорциональному снижению емкостей обеих конденсаторных батарей.

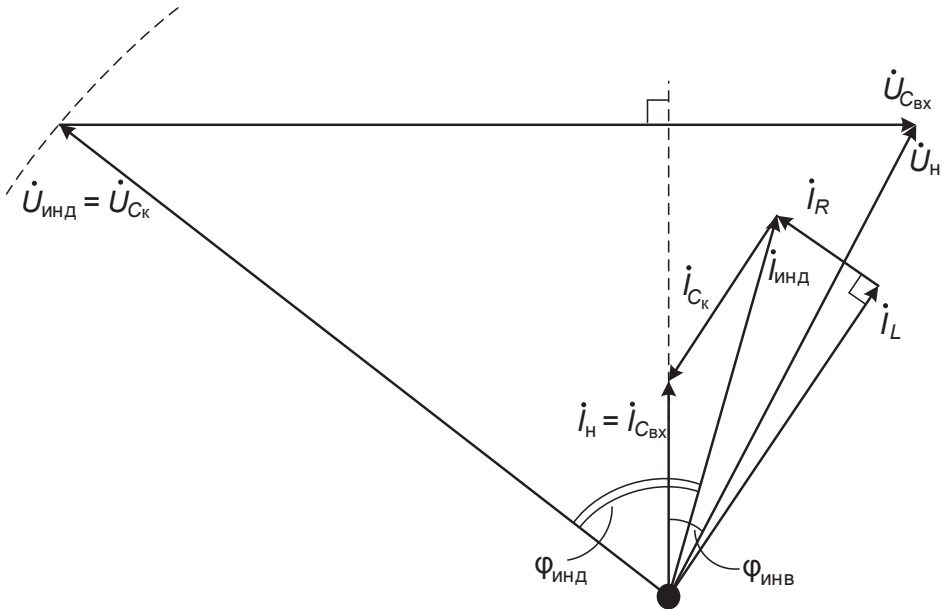


Рис. 3.13. Векторная диаграмма токов и напряжения контура нагрузки последовательно-параллельного АИТ

### 3.4. Параллельно-последовательный АИТ

Схема контура нагрузки параллельно-последовательного АИТ показана на рис. 3.14. Данный инвертор работает аналогично параллельному, но, за счет включения емкости  $C_{\text{п}}$  последовательно с индуктором, на индукторе возрастает напряжение  $U_{\text{ав}} = U_{\text{СК}} = U_{\text{и}} + U_{C_{\text{п}}}$ .

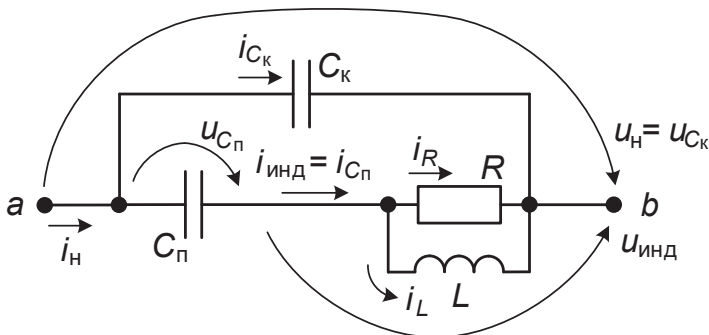


Рис. 3.14. Схема параллельно-последовательного АИТ

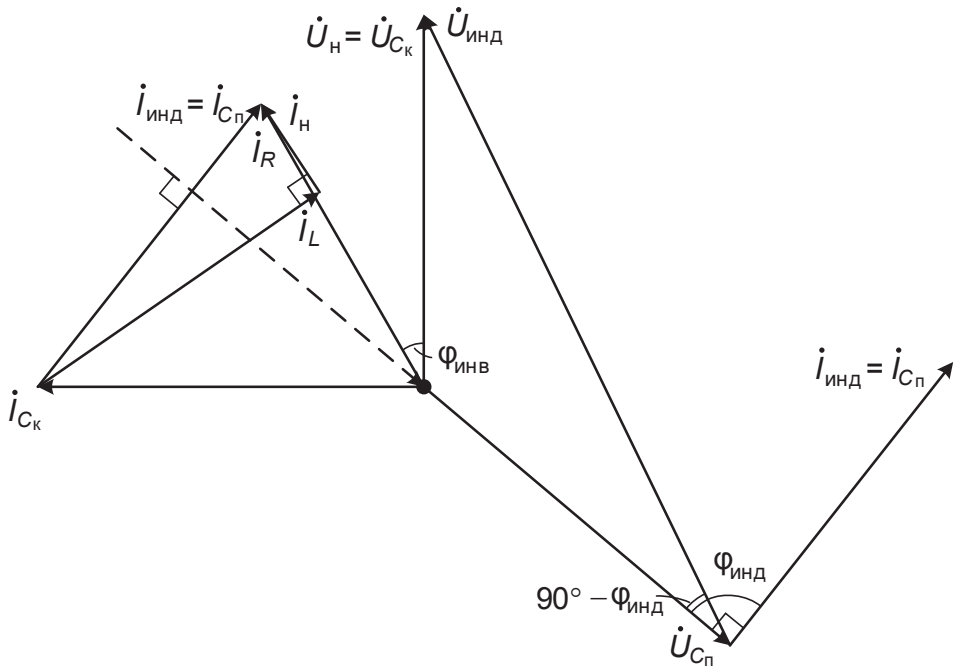


Рис. 3.15. Векторная диаграмма для основных гармоник токов и напряжений последовательно-параллельного АИТ

Напряжение контура нагрузки параллельно-последовательного АИТ определяется согласно применяемой схеме выпрямителя и его входного напряжения. Напряжение индуктора принимается из исходных данных.

Векторная диаграмма строится на основании известных исходных данных — токов индуктора, напряжений контура нагрузки и индуктора, угла  $\varphi_{инв}$ . Далее по векторной диаграмме геометрически определяются неизвестные токи и напряжения — ток емкости  $I_{Cк}$ , ток контура нагрузки  $I_H$ , напряжение емкости  $U_{Cп}$ . Следует учитывать, что совпадают токи  $I_{инд} = I_{Cп}$  и напряжения  $U_H = U_{Cк}$ .

На основании расчетного значения тока контура нагрузки  $I_H$  и времени восстановления запирающих свойств тиристоров  $t_{восст}$  производится окончательный выбор тиристоров параллельно-последовательного АИТ. При этом необходимо принимать во внимание допустимую скорость нарастания тока тиристора.

На основании расчетных значений токов и напряжений конденсаторных батарей и частоты токов определяются требуемые величины



емкостей конденсаторных батарей для настройки контура нагрузки параллельно-последовательного АИТ. Выбор конденсаторов конденсаторных батарей осуществляется по алгоритму, описанному в разделе параллельного АИТ.

По окончании расчета, поскольку емкости конденсаторных батарей будут отличаться от расчетных, необходимо построить уточненную векторную диаграмму и убедиться в выполнении условия коммутации тиристоров.

### 3.5. Применение анодных дросселей

Особенностью схем автономных инверторов тока является необходимость схемного ограничения скорости нарастания тока при открытии тиристора в соответствии с допустимыми паспортными данными на уровне примерно 100 А/мкс. Для этого применяется последовательное включение индуктивности (анодного дросселя) малого номинала последовательно с каждым тиристором. Рассмотрим алгоритм расчета анодных дросселей для ограничения скорости нарастания тока тиристора.

Ток, проходящий через анодный дроссель, определяется по формуле

$$i(t) = I_{уст}(1 - e^{-(t/\tau)}), \quad (3.2)$$

где  $i(t)$  — мгновенное значение тока;

$I_{уст}$  — ток установившегося режима,  $I_{уст} = I_{TAV}$ ;

$\tau$  — постоянная времени переходного процесса.

Возьмем производную по времени от уравнения (3.2)

$$di/dt = (1/\tau)I_{уст}e^{-(t/\tau)}. \quad (3.3)$$

Поскольку максимальная скорость нарастания тока имеет место в начальный момент времени тиристора, вычислим значение уравнения (3.3) в начальный момент времени

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = I_{уст}/\tau = I_{TAV}/\tau, \quad (3.4)$$

где  $\tau$  определяется как

$$\tau = L_{АД}/R_{тир} = (L_{АД}I_{TAV})/U_{TM}. \quad (3.5)$$

Здесь  $L_{\text{АД}}$  — индуктивность анодного дросселя;

$R_{\text{тир}}$  — сопротивление тиристора,

$$R_{\text{тир}} = U_{\text{ТМ}}/I_{\text{ТАВ}}; \quad (3.6)$$

$U_{\text{ТМ}}$  — падение напряжения на тиристоре при протекании тока в установившемся режиме.

Подставив уравнения (3.5) и (3.6) в уравнение (3.4), получим

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = U_{\text{ТМ}}/L_{\text{АД}},$$

где  $\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = (di/dt)_{\text{crit}},$

откуда выражаем  $L_{\text{АД}}$ .

## 4. АВТОНОМНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

*Резонансными* называются *автономные инверторы* (АИР), у которых периодический характер электромагнитных процессов в нагрузке обусловлен колебательными свойствами  $RLC$ -контура. При этом в схеме развивается колебательный процесс с частотой кратной или близкой к частоте переключения управляемых приборов, при этом ток и напряжение нагрузки имеют почти синусоидальную форму [2].

АИР предназначены для преобразования постоянного напряжения в переменное напряжение повышенной частоты (от 500–1000 Гц до 5–10 кГц и выше). Одной из основных областей применения таких преобразователей является электротермия (индукционная плавка металла, индукционный нагрев и закалка изделий).

АИР обычно выполняют однофазными, преимущественно по мостовой схеме. Возможно три варианта построения  $LC$ -контура и нагрузки:

- последовательное включение нагрузки в последовательный  $LC$ -контур — последовательные резонансные инверторы;
- параллельное подключение нагрузки  $LC$ -контура к  $L$  или  $C$ ;
- параллельное подключение нагрузки  $LC$ -контура к части  $C$ .

Эти три вида подключения нагрузки определяют три вида резонансных инверторов:

- последовательный;
- параллельный;
- последовательно-параллельный.

Кроме того, различают резонансные инверторы с закрытым входом, у которых дополнительная индуктивность резонансного контура находится в цепи постоянного тока (на входе), и с открытым входом, у которых эта индуктивность находится на стороне переменного тока (в выходной цепи).

Классификация АИР по принципу энергообмена с источником питания [3] следующая:

- АИР с прямой передачей энергии от источника к нагрузке, или резонансные диссипативные инверторы (РДИ);
- АИР с двусторонним обменом энергии, в которых, наряду с прямой передачей энергии, происходит возврат (рекуперация) энергии в источник питания, которая накоплена в реактивных элементах схемы (РРИ — резонансные рекуперативные инверторы).

#### 4.1. АИР без диодов встречного тока

АИР с односторонней передачей энергии по схемам и принципу действия такие же, как и АИТ. Различия их в том, что параметры схемных элементов подобраны так, что обуславливают колебательный процесс с такой частотой собственных колебаний, при которой ток через вентили становится равным нулю в конце или перед концом полупериода — режимы РЕКТ и РПТ последовательного АИТ. Их схемы также можно подразделить на мостовые, полумостовые, нулевые, несимметричные, одноключевые. По принципу выполнения цепи переменного тока — на параллельные, последовательные, последовательно-параллельные и параллельно-последовательные.

На практике в АИР чаще используют последовательное или последовательно-параллельное включение конденсаторов. Резонансный режим работы инвертора обеспечивает более легкие условия коммутации вентилях при синусоидальном токе с низкими скоростями нарастания и спада тока к нулю, а также увеличенное время восстановления.

##### 4.1.1. Параллельный АИР без диодов встречного тока

Параллельные АИР выполняют по схеме, в которой индуктивность и конденсатор рассчитывают так, чтобы, при отпирании пары накрест лежащих тиристоров, процесс перезаряда конденсатора имел колебательный характер и заканчивался в течение полупериода [2]. В результате этого ток инвертора  $i_{\text{и}}$  имеет форму двуполярных импульсов в виде полуволн синусоиды, а входной ток  $i_d$  получается прерывистым. Если паузы между окончанием протекания тока через одну пару тиристоров и моментом отпирания тиристоров следующей пары малы или равны нулю, то напряжение на нагрузке близко к синусоиде.

#### 4.1.2. Последовательный АИР без диодов встречного тока [2]

На рис. 4.1 приведена схема АИР, состоящая из инверторного моста на тиристорах  $VS_1$ – $VS_4$  и последовательно включенных в его диагонали конденсатора  $C$ , нагрузки  $Z_H$  и дополнительного дросселя  $L$ .

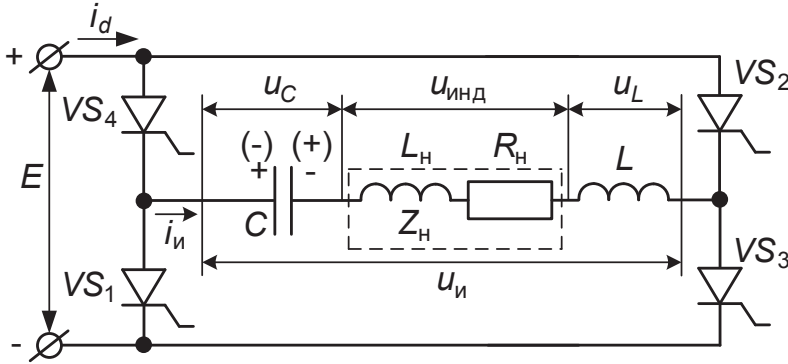


Рис. 4.1. Схема последовательного АИР без диодов встречного тока

Кривая тока выходной цепи инвертора  $i_H(t)$  (тока нагрузки  $i_H$ ) формируется путем попарного отпирания накрест расположенных тиристоров инверторного моста (рис. 4.2, а, в). Характер зависимости  $i_H(t)$  обуславливается колебательным процессом перезаряда конденсатора  $C$  с частотой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L + L_H)C}}$$

последовательного колебательного контура, образованного реактивными элементами выходной цепи, при его подключении проводящими тиристорами к источнику питания  $E$ .

В рассматриваемой схеме частота собственных колебаний контура  $f_0$  связана с частотой следования отпирających импульсов на тиристоры инверторного моста (т. е. с выходной частотой  $f$  инвертора) соотношением  $f_0 > f$ . Таким образом колебательные процессы перезаряда конденсатора (с близким к синусоидальному закону изменения тока  $i_H = i_H$ ) заканчиваются до отпирания очередной пары тиристоров инвертора (рис. 4.2, а, в, г), а в кривых тока нагрузки и источника питания создаются паузы. Токовая пауза необходима для проведения операции запираания проводившей пары тиристоров перед отпиранием очередной

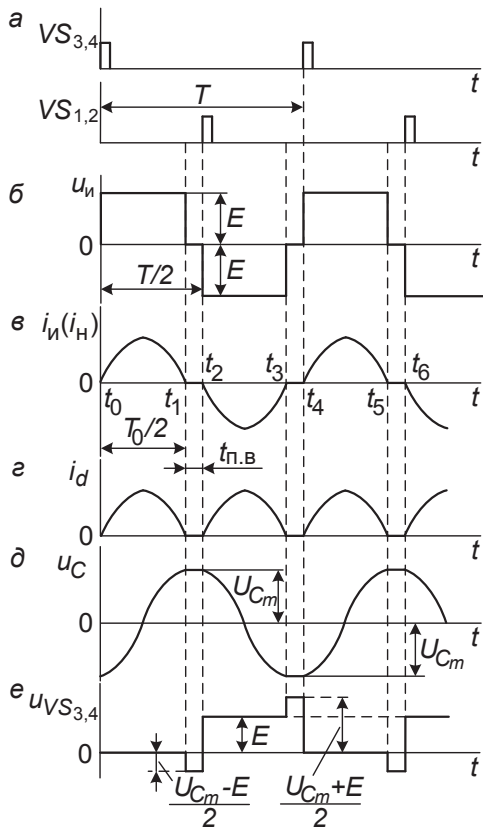


Рис. 4.2. Временные диаграммы, иллюстрирующие электромагнитные процессы в схеме последовательного АИР без диодов встречного тока

пары. По окончании перезаряда (например, к моменту времени  $t_1$ ) напряжение на конденсаторе  $U_{cm} > E$ , в связи с чем к проводившим тиристорам (в данном случае тиристорам  $VS_3, VS_4$ ) прикладывается запирающее обратное напряжение  $(U_{cm} - E)/2$  (рис. 4.2, e). Длительность перезарядных процессов конденсаторов, равная половине периода собственных колебаний контура  $T_0/2 = 1/(2f_0)$ , определяет длительность открытого состояния тиристоров и двуполярных импульсов кривой напряжения инвертора  $u_{и}$  (рис. 4.2, б). Наличие в кривой тока нагрузки паузы характеризует работу АИР с естественным режимом запираания тиристоров. Необходимое при этом различие в частотах  $f_0$  и  $f$  подчиняется условию поддержания на проводивших тиристорах требуемой длительности обратного напряжения в целях их запираания

$$t_{п.в} = \frac{1}{2f} - \frac{1}{2f_0} \geq k_{зап} t_B,$$

где  $t_{п.в}$  — время, предоставляемое тиристорам для восстановления запирающих свойств;

$k_{зап}$  — коэффициент запаса,  $k_{зап} = 1,2 \dots 1,5$ ;

$t_B$  — время выключения тиристора.

### 4.1.3. Внешние характеристики АИР [2]

При неизменном напряжении питания  $E$ , выходное напряжение АИР зависит только от значения  $\cos \varphi_n$ . Уменьшение  $\cos \varphi_n$  вызыва-

ет увеличение выходного напряжения инвертора (рис. 4.3). Спадающий характер реальных выходных характеристик при фиксированных значениях  $\cos \varphi_n$  объясняется зависимостью  $E = f(I_d)$  источника питания (его внешней характеристикой), а также падениями напряжения на вентилях и активном сопротивлении дросселя.

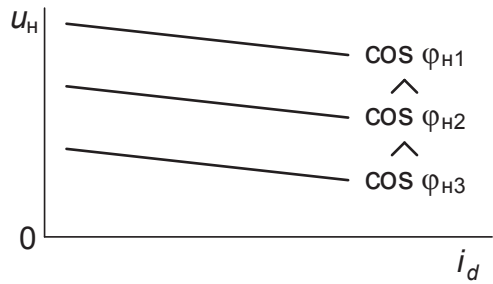


Рис. 4.3. Внешние характеристики АИР

Важной особенностью АИР (по сравнению с АИТ и АИН) является его работоспособность в режиме короткого замыкания нагрузки. Векторная диаграмма АИР в режиме короткого замыкания приведена на рис. 4.4, где  $U_L = U_C = I_n \omega L = I_n (1/\omega C)$ . Ток инвертора  $I_n = U_n / R_n$  при этом ограничивается суммарным активным сопротивлением обмотки дросселя  $L$ , подводящих проводов, падением напряжения на вентилях и может оказаться чрезмерно большим.

При отключении нагрузки (режим холостого хода) работа инвертора невозможна, поскольку в таком случае прекращается формирование кривой выходного напряжения (тока). Для обеспечения работоспособности инвертора, при отключении нагрузки к его выходу иногда подключается балластный резистор с небольшим потреблением мощности.

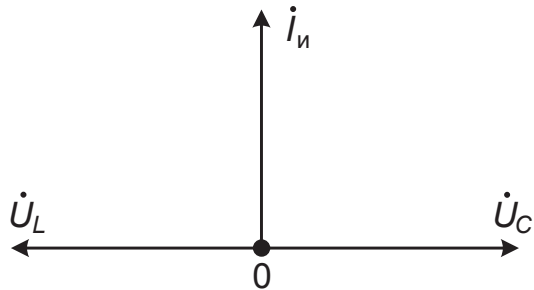


Рис. 4.4. Векторная диаграмма АИР в режиме короткого замыкания

#### 4.1.4. Компенсация реактивной мощности нагрузки [2]

В некоторых случаях применения АИР, нагрузка обладает большой индуктивностью  $L_n$  (например, индуктор электротермической установки). Из-за малого  $\cos \varphi_n$  возникают трудности оптимального использования тиристорных инверторов по току и напряжению для получения требуемых мощности и напряжения нагрузки. Задачу решают подключением параллельно нагрузке конденсатора  $C_{\text{пар}}$  (рис. 4.5), на-

строенного в резонанс с  $L_n$ . Помимо указанного, параллельно включенный конденсатор вызывает приближение к синусоиде кривой напряжения  $u_n$ .

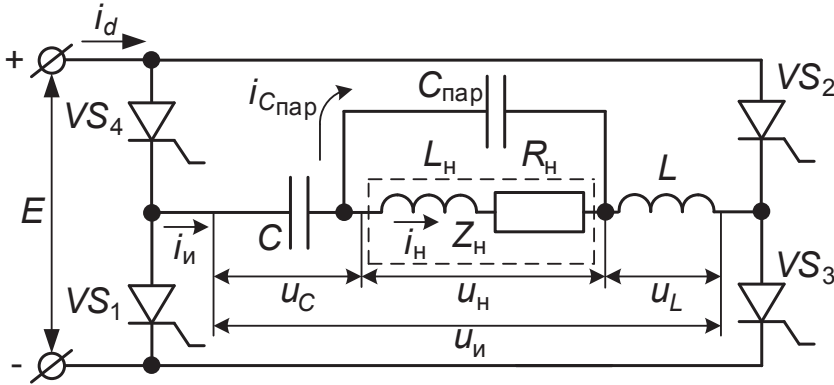


Рис. 4.5. Схема АИР с компенсирующим конденсатором, подключаемым параллельно нагрузке

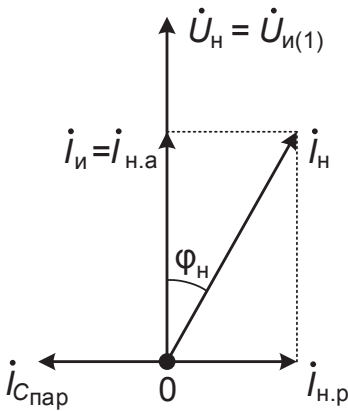


Рис. 4.6. Векторная диаграмма АИР при компенсации

Таким образом, выходная цепь инвертора оказывается составленной из двух резонансных контуров, настроенных на одну и ту же частоту ( $\omega = \omega_0$ ). Один из колебательных контуров является последовательным ( $L - C$ ), а другой ( $L_n - R_n - C_{\text{пар}}$ ) — параллельным. Для параллельного колебательного контура действительна векторная диаграмма, приведенная на рис. 4.6.

В последовательном колебательном контуре при резонансе, напряжения равны  $u_c = u_L$  и находятся в противофазе, в связи с чем к параллельному колебательному контуру и нагрузке прикладывается напряжение  $u_n = u_{и(1)}$ . В параллельном же колебательном контуре при резонансе наблюдается равенство реактивных составляющих токов  $I_{C_{\text{пар}}} = I_{н.р}$ , в связи с чем ток инвертора будет определяться активной составляющей тока нагрузки  $I_{и} = I_{н.а} = I_n \cos \varphi_n$ , а ток нагрузки



$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{и(1)}}}{\sqrt{(\omega L_{\text{н}})^2 + R_{\text{н}}^2}}.$$

Введение компенсации позволяет уменьшить ток инвертора  $I_{\text{и}}$  и соответственно токи тиристоров, а питание схемы осуществить более высоким напряжением, что благоприятно сказывается на КПД преобразователя.

В рассмотренных схемах АИР, условия для запираания проводивших тиристоров создаются на этапах токовых пауз. С увеличением частоты относительная продолжительность токовых пауз возрастает, и они занимают значительную часть периода кривой тока. С ростом частоты мощность, отдаваемая в нагрузку, уменьшается, а форма кривой тока существенно отличается от синусоиды.

#### 4.2. АИР с диодами встречного тока без умножения частоты

Схемы РРИ с двухсторонним обменом энергии строятся с использованием дополнительных элементов (диодов, тиристоров, конденсаторов, дросселей), образующих цепи рекуперации. Как было отмечено выше, рекуперация энергии, накопленной либо в конденсаторах, либо в дросселях, осуществляется цепями двух видов [3].

Первый вид рекуперации энергии, накопленной в конденсаторах, реализуется посредством диодов встречного тока, которые включаются встречно-параллельно прямым вентилям инвертора и вступают в действие после окончания тока в прямых вентилях, когда весь запас энергии сосредоточен в конденсаторах.

Второй вид рекуперации энергии, накопленной в дросселях, осуществляется посредством отсекающих диодов, которые вступают в действие при ненулевом токе инвертора, когда запас энергии сосредоточен в дросселях, при этом происходит переключение тока прямых вентилях в цепь отсекающих диодов, на интервале проводимости которых ток протекает в обратном направлении через источник питания до тех пор, пока энергия, накопленная в дросселях, не будет полностью рекуперирована.

Третий вид рекуперации связан с ограничением уровня напряжения на нагрузке, который реализуется посредством обратных диодов,

образующих цепи рекуперации энергии, накапливаемой в реактивных элементах контура нагрузки и включающихся в моменты, когда уровень напряжения нагрузки превышает напряжение источника питания или какой-то его части.

Второй и третий виды рекуперации в пособии не рассматриваются.

Для улучшения показателей инвертора, при переходе в область повышенных частот (от 2–3 до 5–10 кГц), исходную схему инвертора дополняют диодами встречного тока. Схема АИР с обратными диодами приведена на рис. 4.7. Дроссель  $L$  вводят при малом значении  $L_H$  (когда конденсатор  $C_{\text{пар}}$  может отсутствовать) или при большом значении  $L_H$ , когда компенсирующий конденсатор  $C_{\text{пар}}$  используется.

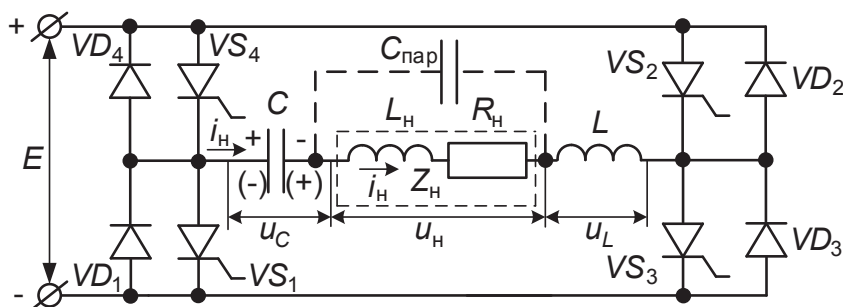


Рис. 4.7. Схема АИР с диодами встречного тока

Особенность процессов, протекающих в схеме, заключается в том, что каждый такт отпираания накрест расположенных тиристоров сопровождается формированием двух полувольт кривой тока нагрузки. Первая полуволна обуславливается колебательным характером процесса перезаряда конденсатора от источника питания через открытые тиристоры, а вторая — процессом обратного перезаряда конденсатора через шунтирующие их обратные диоды. За время формирования второй полуволны тока нагрузки создаются условия для восстановления запирающих свойств проводивших тиристоры: к тиристорам прикладывается обратное напряжение, равное падению напряжения на обратных диодах от протекания через них тока перезаряжающегося конденсатора (тока нагрузки).

В инверторе возможно три режима работы: режим прерывистого тока (РПТ), режим граничного тока (РГТ) и режим непрерывного тока (РНТ).

### 4.2.1. Режим прерывистого тока [2]

Режиму прерывистого тока соответствует соотношение частот  $\omega_0 > 2\omega$ , где  $\omega_0$  — собственная резонансная частота выходной цепи,  $\omega_0 = 2\pi / T_0$ , а  $\omega$  — выходная частота инвертора,  $\omega = 2\pi / T$ . Временные диаграммы, характеризующие процессы в инверторе в режиме прерывистого тока нагрузки, приведены на рис. 4.8. С отпиранием в момент времени  $t_0$  тиристоров  $VS_3, VS_4$  (см. рис. 4.7, 4.8, а, б) создается контур колебательного перезаряда конденсатора  $C$  в цепи с источником питания, нагрузкой  $Z_H$  и дросселем  $L$ . В этой цепи в интервале  $t_0 - t_1$  формируется полуволна тока  $i_H$  (рис. 4.8, б). К моменту времени  $t_1$  ток  $i_H$  и токи тиристоров  $VS_3, VS_4$  (рис. 4.8, в) уменьшаются до нуля. За счет наличия в цепи перезаряда источника питания, напряжение на конденсаторе в момент времени  $t_1$  (рис. 4.8, в) превышает напряжение  $E$  (полярность напряжения на конденсаторе указана на рис. 4.7 без скобок). Вследствие этого с момента времени  $t_1$  наступает второй полупериод колебательного (обратного) перезаряда конденсатора по цепи с диодами  $VD_3, VD_4$ . Процесс продолжается в интервале  $t_1 - t_2$  (рис. 4.8, б), в течение которого энергия, накопленная в конденсаторе, отдается в цепь источника питания и нагрузки. К тиристорам  $VS_3, VS_4$  (рис. 4.8, е) прикладывается обратное напряжение, равное падению

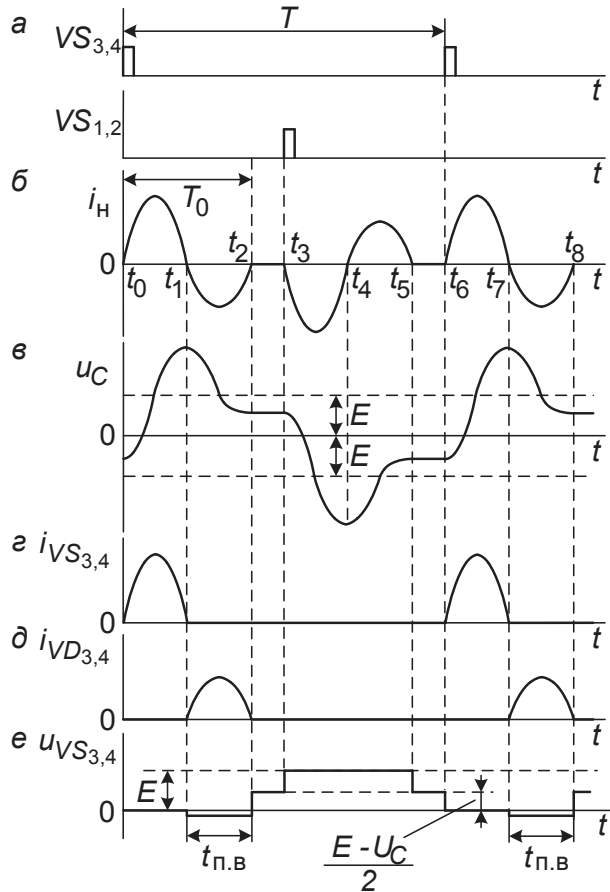


Рис. 4.8. Временные диаграммы АИР с диодами встречного тока в РПТ

напряжения на диодах  $VD_3, VD_4$  (0,8–1,2 В) от протекания через них тока нагрузки (рис. 4.8, *д*). К моменту времени  $t_2$ , ток  $i_n$  уменьшается до нуля, диоды  $VD_3, VD_4$  запираются. Напряжение на конденсаторе снижается до уровня  $u_c < E$  (рис. 4.8, *е*) и остается неизменным до отпирания очередной пары тиристоров. В интервале  $t_2-t_3$  ток будет  $i_n = 0$  (рис. 4.8, *б*) и к тиристорам  $VS_3, VS_4$  прикладывается напряжение в прямом направлении, равное полуразности напряжений источника питания и конденсатора (рис. 4.8, *е*).

В момент времени  $t_3$  отпираются тиристоры  $VS_1, VS_2$  и происходят аналогичные процессы перезаряда конденсатора: в интервале  $t_3-t_4$  — с проводящими тиристорами  $VS_1, VS_2$ , в интервале  $t_4-t_5$  — с проводящими диодами  $VD_1, VD_2$ . При этом к тиристорам  $VS_3, VS_4$  прикладывается в прямом направлении напряжение  $E$ . В последующем процессы в схеме повторяются.

#### 4.2.2. Режим граничного тока

Режиму граничного тока соответствует соотношение частот  $\omega_0 = 2\omega$ . Данный режим характеризуется тем, что изменение пути протекания тока нагрузки между диодами и тиристорами происходит при снижении тока до нуля, но при этом интервал бестоковой паузы бесконечно мал.

В теории режим граничного тока достигается точной настройкой контура нагрузки, которую невозможно осуществить на практике по двум причинам. Первая: для заданных параметров индуктора практически невозможно подобрать емкость конденсаторной батареи, поскольку серийно изготавливаемые конденсаторы имеют стандартный ряд значений емкостей. Возможна коррекция частоты управления тиристорами, но тогда будет изменена выходная частота тока инвертора. Вторая причина: даже если получится настроить режим близкий к РГТ, при работе реального индуктора его параметры не будут оставаться постоянными и настроенный РГТ плавно переместится в РПН или РНТ.

Таким образом, на практике схема АИР в РГТ может работать только на коротком промежутке времени, а стабилизация РГТ путем коррекции частоты управления не актуальна из-за низких энергетических показателей этого режима.

#### 4.2.3. Режим непрерывного тока [2]

Временные диаграммы, характеризующие процессы в инверторе в режиме нагрузки, приведены на рис. 4.9, *а–е*.

Режиму непрерывного тока соответствует соотношение собственной резонансной частоты выходной цепи и частоты следования управляющих импульсов, при котором  $\omega_0 < 2\omega$  или  $T_0 > T/2$ . Очередное отпирание тиристоров осуществляется здесь до завершения перезаряда конденсатора в цепи с обратными диодами, в связи с чем кривые тока нагрузки и напряжения на конденсаторе приближаются по форме к синусоиде (рис. 4.9, а–в). Необходимые условия для запираания тиристоров по окончании их интервала проводимости создаются в процессе формирования кривой тока нагрузки, когда проводят ток обратные диоды (рис. 4.9, б, д, е). Благодаря близкой к синусоиде форме кривой тока, а также лучшему использованию тиристоров по току, режим непрерывного тока нагрузки нашел преимущественное применение на практике.

На рис. 4.10 показан график тока контура нагрузки последовательного АИР для настройки на оптимальный режим работы по критерию минимизации содержания высших гармоник. Выход на оптимальный режим соответствует повышению периода резонансных колебаний, при этом уменьшается временной интервал проводимости диодов встречного тока. Пределом уменьшения интервала проводимости диодов в общем виде является равенство этого интервала времени восстановления запирающих свойств тиристоров.

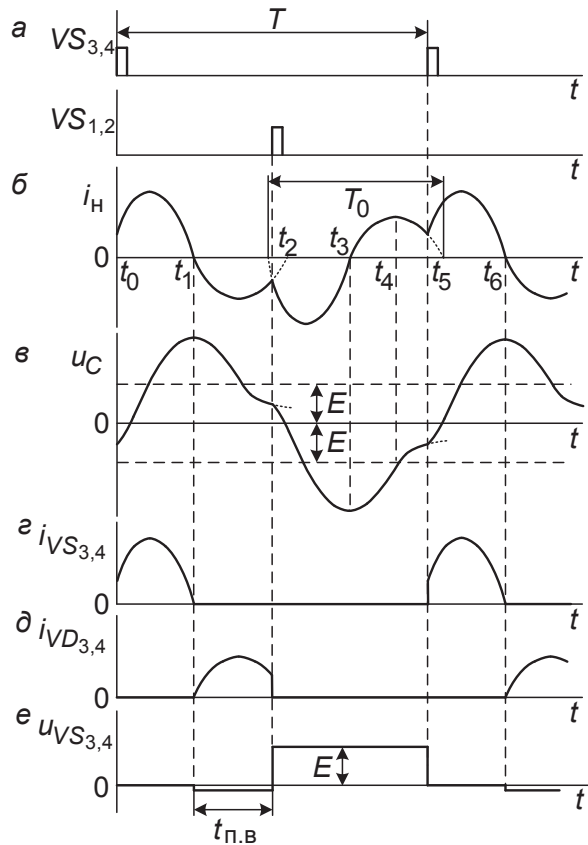


Рис. 4.9. Временные диаграммы АИР с диодами встречного тока в РНТ

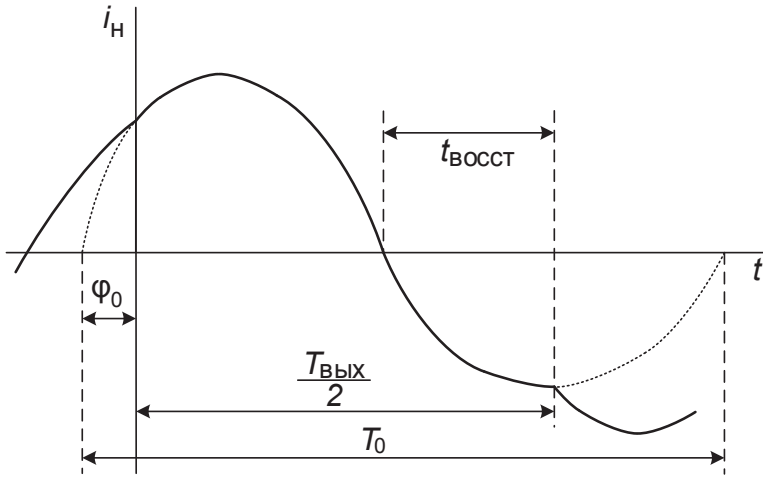


Рис. 4.10. Диаграмма тока контура нагрузки последовательного АИР при настройке на оптимальный режим работы по критерию минимизации содержания высших гармоник

График тока на интервале периода резонансных колебаний описывается выражением

$$i = I_0 e^{-\lambda t} \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4.1)$$

где  $I_0$  — начальное амплитудное значение тока.

Переключение между парами тиристор — диод разных плеч моста в РНТ осуществляется при ненулевом значении тока, т. е. на границах полупериодов выходного тока значения тока равны и имеют противоположное направление — разные знаки,

$$i_H \Big|_{t=0} = -i_H \Big|_{t=\frac{T_{\text{ВЫХ}}}{2}}, \quad (4.2)$$

или с учетом выражений (4.1) и (4.2)

$$\sin \varphi_0 = -e^{-\lambda \frac{T_{\text{ВЫХ}}}{2}} \sin\left(\omega_0 \frac{T_{\text{ВЫХ}}}{2} + \varphi_0\right).$$

Однако интервал полупериода выходного тока с учетом составляющих его интервалов может быть описан выражением

$$\frac{T_0}{2} - \frac{\varphi_0 T_{\text{ВЫХ}}}{360} + t_{\text{ВОССТ}} = \frac{T_{\text{ВЫХ}}}{2},$$

при этом второе слагаемое в левой части учитывает пересчет из градусов в секунды (с учетом значения периода выходного тока) вычита-

емого начального угла  $\varphi_0$ , не входящего в рассматриваемый полупериод выходного тока.

Таким образом, указанный интервал полупериода выходного тока описывается системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi_0 &= -e^{-\lambda \frac{T_{\text{ВЫХ}}}{2}} \sin\left(\omega_0 \frac{T_{\text{ВЫХ}}}{2} + \varphi_0\right), \\ \frac{T_0}{2} - \frac{\varphi_0 T_{\text{ВЫХ}}}{360} + t_{\text{восст}} &= \frac{T_{\text{ВЫХ}}}{2}, \\ \omega_0 &= \frac{2\pi}{T_0}. \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

Для настройки схемы АИР на оптимальный режим непрерывных токов требуется решить систему уравнений (4.3), определив период резонансных колебаний  $T_0$ .

Решение системы уравнений возможно либо графическим, либо итерационным способом, при этом необходимо помнить, что значение периода резонансных колебаний в РНТ удовлетворяет условию

$$\frac{T_{\text{ВЫХ}}}{2} < \frac{T_0}{2} < T_{\text{ВЫХ}}.$$

#### 4.3. АИР с диодами встречного тока с удвоением частоты [2]

Ограничение в использовании резонансных инверторов по частоте обусловлено увеличением мощности потерь в тиристорах при их переключениях, а также конечным временем выключения тиристорov. Одним из эффективных путей повышения рабочей частоты является работа инвертора в режиме, при котором частоте  $f_1$  переключения тиристорov соответствует частота  $f = 2f_1$  тока нагрузки. Такой режим работы характерен для АИР с удвоением частоты (рис. 4.11).

В данную схему входит инверторный мост на тиристорах  $VS_1$ – $VS_4$  и диодах  $VD_1$ – $VD_4$  с конденсатором  $C$  и дросселем  $L$ , которые включены в диагонали моста. Активно-индуктивная нагрузка  $Z_n$  подключена параллельно другой диагонали инверторного моста через разделительный конденсатор  $C_p$ . Емкости конденсаторов  $C$  и  $C_p$  равны (хотя иногда принимают  $C > C_p$ ). В цепи постоянного тока инверто-

ра расположен сглаживающий дроссель  $L_d$ , индуктивность которого превышает индуктивности  $L$  и  $L_H$ . Процессы в схеме поясняют временные диаграммы, приведенные на рис. 4.12, а–д.

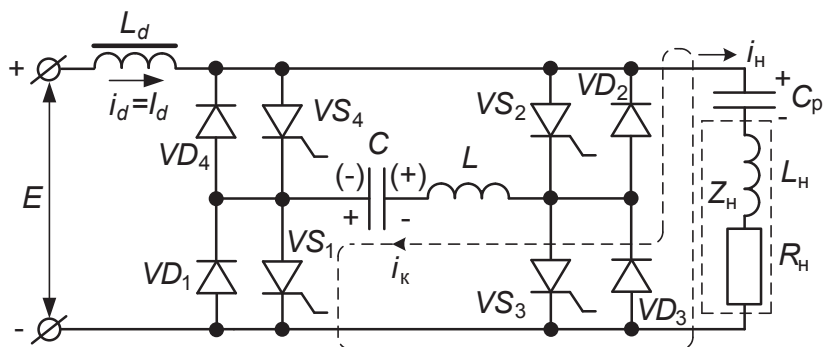


Рис. 4.11. Схема АИР с удвоением частоты

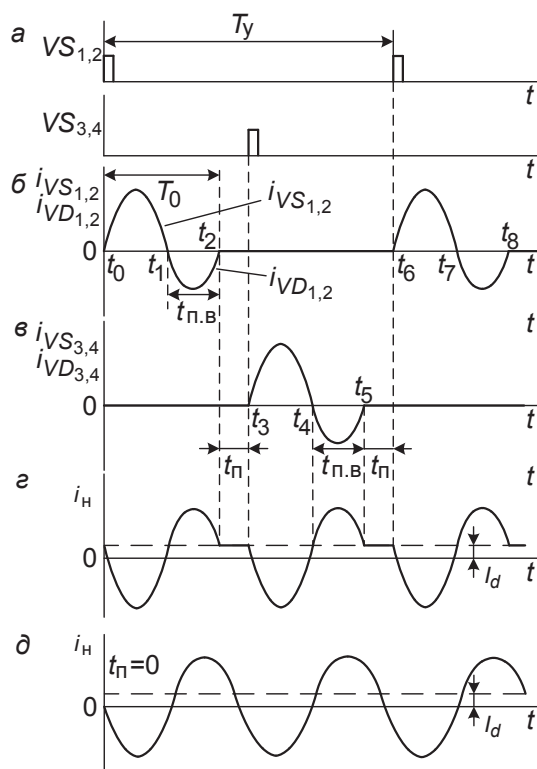


Рис. 4.12. Временные диаграммы АИР с удвоением частоты

Работа схемы основана на поочередном отпирании накрест лежащих тиристоров  $VS_1$ ,  $VS_2$  и  $VS_3$ ,  $VS_4$  (рис. 4.12, а) и подключения ими конденсатора  $C$  и дросселя  $L$  параллельно выходной цепи инвертора. Ток в нагрузке  $i_H$  (рис. 4.12, г) представляет собой разность тока источника питания ( $i_d - I_d$ ) и тока перезаряда конденсаторов  $C$  и  $C_p$  в контуре с открытыми тиристорами инвертора. Так, с момента времени  $t_0$  формирование полуволны тока  $i_H$  связано с колебательным процессом перезаряда конденсаторов  $C_p$  и  $C$  в цепи с дросселем  $L$ , нагрузкой  $Z_H$  при открытых тиристорах  $VS_1$ ,  $VS_2$  (контур перезаряда показан на рис. 4.11



пунктиром). Полярность напряжения на конденсаторе  $C$  перед перезарядом указана на схеме без скобок. Процесс перезаряда протекает в два этапа. На первом этапе (интервал  $t_0-t_1$ ) он сопровождается протеканием тока колебательного контура  $i_k$  через тиристоры  $VS_1, VS_2$  (рис. 4.12, б), на втором, после изменения направления тока  $i_k$ , — через шунтирующие их диоды  $VD_1, VD_2$ . Ввиду отдачи энергии конденсаторов в цепь нагрузки, процесс перезаряда носит затухающий характер. Этим объясняется уменьшение амплитуды тока  $i_k$  на этапе его протекания через обратные диоды. В интервале  $t_1-t_2$  создаются условия, необходимые для запираания ранее проводивших тиристоров  $VS_1, VS_2$ . К ним прикладывается обратное напряжение, равное падению напряжения на диодах  $VD_1, VD_2$ . В интервале  $t_2-t_3$  (рис. 4.12, б) тиристоры инвертора заперты. Ток нагрузки в этом интервале определяется током  $i_d = I_d$  заряда конденсатора  $C_p$  (рис. 4.12, в).

С момента времени  $t_3$  формирование очередной полуволны тока  $i_n$  обусловлено отпиранием тиристоров  $VS_3, VS_4$  и связано с аналогичным процессом перезаряда конденсаторов  $C$  и  $C_p$ . Полярность напряжения на конденсаторе  $C$  перед перезарядом указана на рис. 4.11 в скобках. В дальнейшем процессы в схеме повторяются.

Рассмотренный режим работы инвертора характеризуется наличием интервалов паузы  $t_n$  (рис. 4.12, в) в токе  $i_k$  контура  $C-L$ .

Для приближения к синусоиде кривой тока  $i_n(t)$ , элементы контура выбирают с таким расчетом, чтобы  $t_n = 0$  (рис. 4.12, д). Указанному отвечает соотношение частот  $f = 2f_0$ ,

$$f_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{(L_n + L) \frac{CC_p}{C + C_p}}},$$

где

Существенной особенностью рассмотренной схемы является ее работоспособность в режиме короткого замыкания в выходной цепи, а при наличии дополнительного балластного резистора — и в режиме холостого хода.

## 5. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ [2]

Непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) предназначены для преобразования энергии переменного тока частоты  $f_1$  в энергию переменного тока более низкой частоты  $f_2$ . В этих преобразователях кривая выходного напряжения составляется из участков напряжений питающей сети благодаря осуществлению с помощью тиристорov непосредственной связи цепи нагрузки с сетью переменного тока.

По принципу действия НПЧ аналогичны схемам двухкомплектных реверсивных тиристорных преобразователей для нагрузок постоянного тока. Схема трехфазно-однофазного НПЧ состоит из двух мостовых трехфазных тиристорных групп, соединенных встречно-параллельно, и приведена на рис. 5.1. Характер нагрузки (индуктора низкочастотного нагрева, перемешивания и транспортировки жидких металлов и т. д.) активно-индуктивный.

НПЧ выполняют с однофазным или трехфазным выходом и с однофазным или трехфазным входом. Для получения более качественной формы кривой выходного напряжения (с малым содержанием высших гармонических) преобразователи обычно питают от сети трехфазного тока.

Трехфазные преобразователи выполняют на основе трех однофазных. Необходимый фазовый сдвиг выходных напряжений в  $120^\circ$  здесь осуществляется путем сдвига на указанный угол сигналов, управляющих изменением углов управления трех преобразователей. Преобразователи могут выполняться регулируемыми по выходной частоте. Нижний предел регулирования частоты может быть близок к нулю. Верхний предел ограничивается отношением питающей частоты к выходной частоте, которое обычно не бывает ниже двух. Это объ-

ясняется существенными искажениями формы кривой выходного напряжения при переходе на более высокие выходные частоты. В целях расширения верхнего предела регулируемых частот, питание преобразователей осуществляют от источников более высоких частот, например 400 Гц. В этом случае выходная частота имеет реализуемый диапазон от 0 до примерно 150–180 Гц.

Диаграммы выходного напряжения преобразователя показаны на рис. 5.2 и рис. 5.3. Они формируются при той же, что и в реверсивном тиристорном преобразователе постоянного тока, последовательности (1, 2, 3, 4, ...) вступления в работу тириستоров обеих групп, но при циклическом изменении во времени углов открытия тиристоров. В результате этого диаграмма выходного напряжения составляется из участков линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора основной гармоники и близка по форме к синусоиде.

В НПЧ известное из анализа работы реверсивных преобразователей раздельное управление тиристорными группами получило большее распространение на практике, чем совместное.

При раздельном управлении тиристорные группы работают попеременно, в связи с чем необходимость в ограничительных реакторах отпадает.

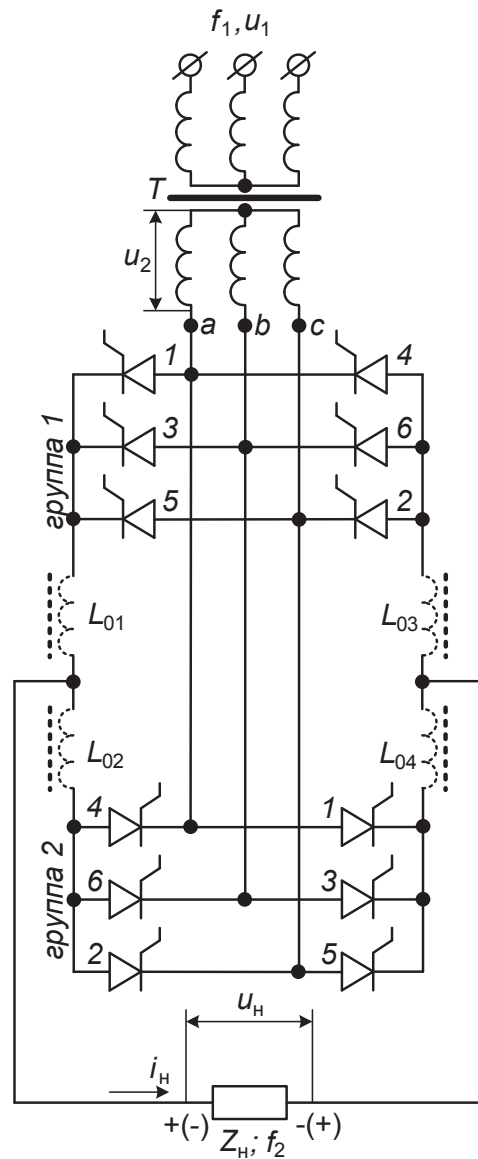


Рис. 5.1. Схема силовой части НПЧ

При формировании кривой выходного напряжения НПЧ применяется два закона управления — синусоидальный и трапецеидальный.

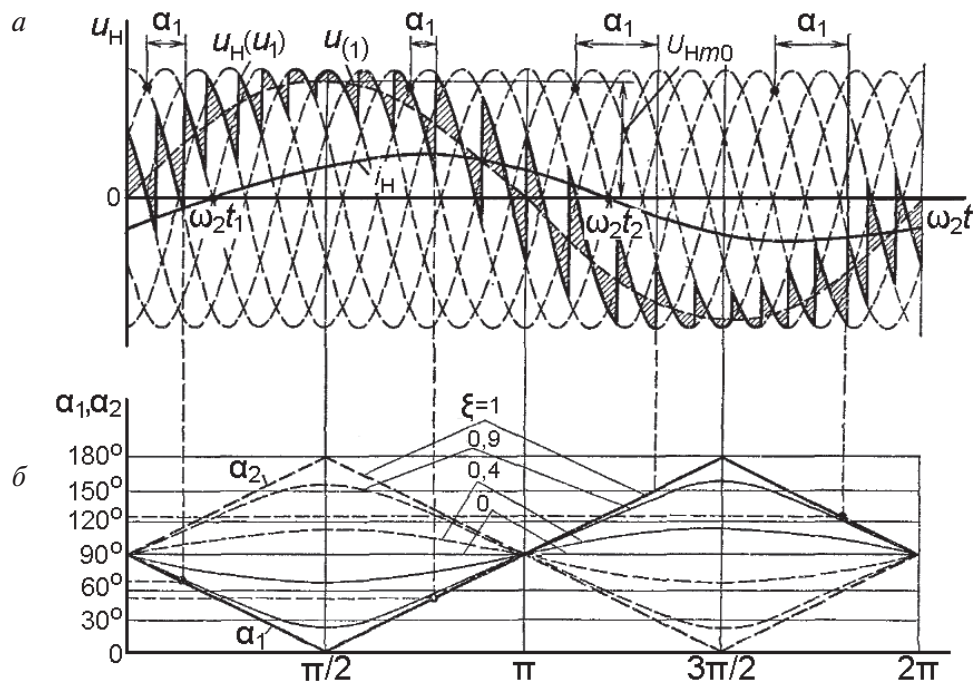


Рис. 5.2. Диаграммы НПЧ для синусоидального закона управления:

*a* — формирование кривой выходного напряжения; *б* — характер изменения во времени углов управления комплектами мостовых схем

На рис. 5.2 показаны выходные диаграммы и характер изменения во времени углов управления комплектами мостовых схем НПЧ для синусоидального закона управления. В течение первой четверти периода частоты  $f_2$ , когда формируется восходящая часть полуволны напряжения  $u_a$  положительной полярности, углы отпирания тиристоров группы 1 изменяются в пределах  $90-0^\circ$ , а углы отпирания тиристоров группы 2 — в пределах  $90-180^\circ$ , что соответствует режиму выпрямления тиристорной группы 1 и режиму инвертирования группы 2 (последнее требуется, если при активно-индуктивной нагрузке ток  $I_n$  еще не успел изменить направление). В течение второй четверти периода, когда образуется нисходящая часть той же полуволны напряжения, ре-

жим работы групп сохраняется, но при этом он связан с увеличением углов отпирания тиристоров в пределах  $0-90^\circ$  и уменьшением углов отпирания тиристоров от  $180^\circ$  до  $90^\circ$ .

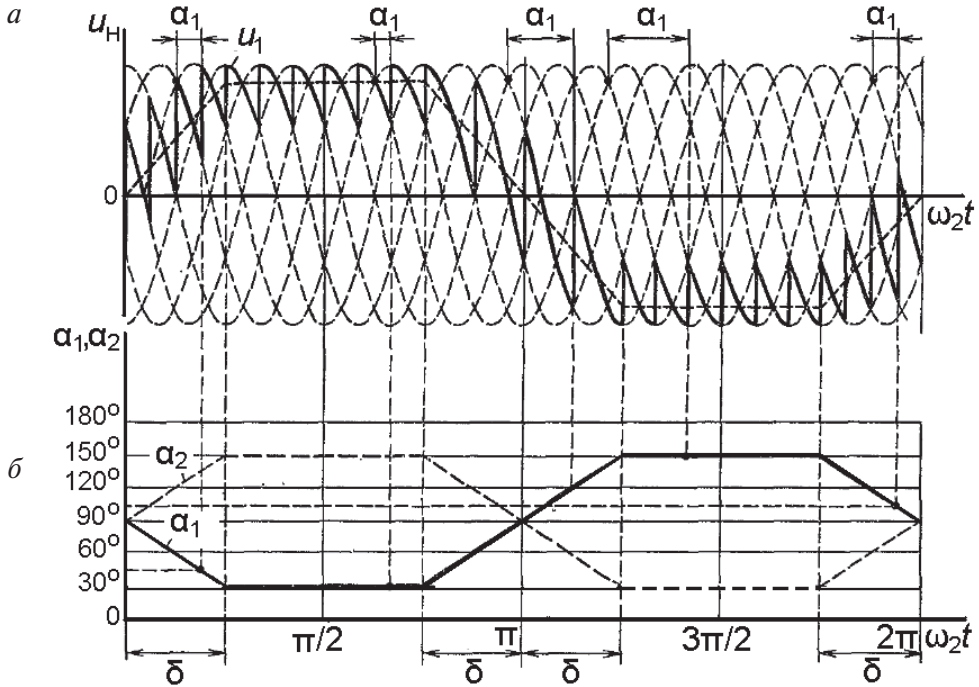


Рис. 5.3. Диаграммы НПЧ для трапецеидального закона управления:

*a* — формирование кривой выходного напряжения; *б* — характер изменения во времени углов управления комплектами мостовых схем

Полуволна напряжения  $U_n$  отрицательной полярности формируется аналогичным образом. Однако теперь тиристорная группа 1 работает в режиме инвертирования с углами отпирания тиристоров, изменяющимися в пределах  $90-180^\circ$  и затем снова до  $90^\circ$ , а тиристорная группа 2 — в режиме выпрямления с диапазоном изменения углов  $90-0^\circ$  и затем вновь до  $90^\circ$ .

Управление по арккосинусоидальному закону изменением углов отпирания тиристоров при формировании синусоидального выходного напряжения связано с определенным усложнением системы управления преобразователем. В случаях, когда к форме кривой выходного

напряжения не предъявляются повышенные требования, используется более простой в реализации трапецеидальный закон формирования выходного напряжения (см. рис. 5.3). Он характеризуется изменением по линейному закону углов отпирания тиристорov на интервалах  $\delta$  и постоянством углов отпирания тиристорov на интервалах  $\pi - 2\delta$  при формировании обоих полуволн выходного напряжения. Без учета пульсирующей составляющей кривая выходного напряжения получается трапецеидальной формы.

Регулирование выходного напряжения производится изменением диапазона управления углами отпирания тиристорov при сохранении неизменным угла  $\delta$ . При уменьшении угла  $\delta$ , закон изменения во времени углов отпирания тиристорov и соответственно выходного напряжения приближается к прямоугольному.

## 6. ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ АИ [3]

### 6.1. Алгоритм программного комплекса ЭМП АИ

Математическая модель АИ, которая представлена как объединение подсхем в виде системы уравнений, составляющих математические модели всех подсхем и уравнений связи, которые отражают способ их соединения, позволяет осуществить расчеты электромагнитных параметров (ЭМП) с помощью использования специально разработанного алгоритма расчета квазистационарных режимов АИ. На рис. 6.1 приведена блок-схема алгоритма расчета ЭМП АИ, в которой реализуются два режима расчета. Первый — расчет ЭМП при заданных параметрах элементов оборудования АИ и нагрузки. Второй — проектный расчет параметров элементов оборудования АИ в оптимальном режиме работы при заданных параметрах нагрузки.

Первый режим расчета ЭМП АИ выполняют в следующем порядке.

1. Вводится значение напряжения источника питания  $E$  или определяется его величина исходя из линейного напряжения питающей сети  $U_{\text{л}}$  и принятой схемы выпрямителя, например, для трехфазной мостовой схемы  $E = 1,35U_{\text{л}}$  :

- параметры ЦПТ — емкость фильтрового или разделительного конденсаторов и индуктивность фильтрового дросселя;
- параметры ВКЗ — тип инвертора, емкость коммутирующего конденсатора  $C_{\text{к}}$ , индуктивность коммутирующего дросселя  $L_{\text{к}}$ , а также допустимый ударный ток клапанов, в зависимости от которого определяется индуктивность дросселя  $L_{\text{а}}$  ;

- параметры ЦПРТ — схема согласования параметров нагрузки и инвертора, емкость входного конденсатора  $C_v$ , емкость проходного конденсатора  $C_n$ , емкость конденсатора нагрузки  $C_n$ , индуктивность согласующего дросселя  $L_c$ , коэффициент трансформации индукторного трансформатора  $K_{\text{три}}$ , коэффициент трансформации согласующего трансформатора  $K_{\text{трс}}$ .

Параметры индуктора могут быть заданы в трех вариантах:

- индуктивность индуктора  $L_n$ , его активное сопротивление  $r_n$ ;
- напряжение на индукторе  $U_n$ , добротность индуктора  $Q_n$ ;
- индуктивность индуктора  $L_n$ , напряжение на индукторе  $U_n$ .

2. Выбирается режим работы инвертора:

- без умножения частоты;
- с удвоением частоты;
- с утроением частоты.

3. Задается частота управления инвертора  $\omega$ , которая может варьироваться по ходу электромагнитного расчета при заданном параметрическом состоянии АИ.

4. Производится пуск программы расчета ЭМП АИ.

5. Осуществляется вывод результатов расчета ЭМП АИ в цифровой и графической форме.

Второй режим расчета ЭМП АИ позволяет решить обратную задачу — задачу оптимального выбора параметров оборудования АИ исходя из заданных выходных параметров. Как правило, такая задача формулируется при выполнении проектных расчетов. Исходными данными для проектного расчета, как и в первом режиме расчета ЭМП АИ, является напряжение источника питания, параметры нагрузки, заданные по одному из трех вариантов, режим работы инвертора, а также активная мощность нагрузки  $P_n$  и номинальная частота выходного напряжения  $f_n$ .

Алгоритм проектного расчета сводится к выполнению следующих вычислительных операций:

- производится оптимизационный расчет ЭМП ВКЗ;
- рассчитываются параметры коммутирующего контура ВКЗ;
- в зависимости от  $K_U$  производится выбор схемы согласования;
- определяются параметры цепи переменного тока.



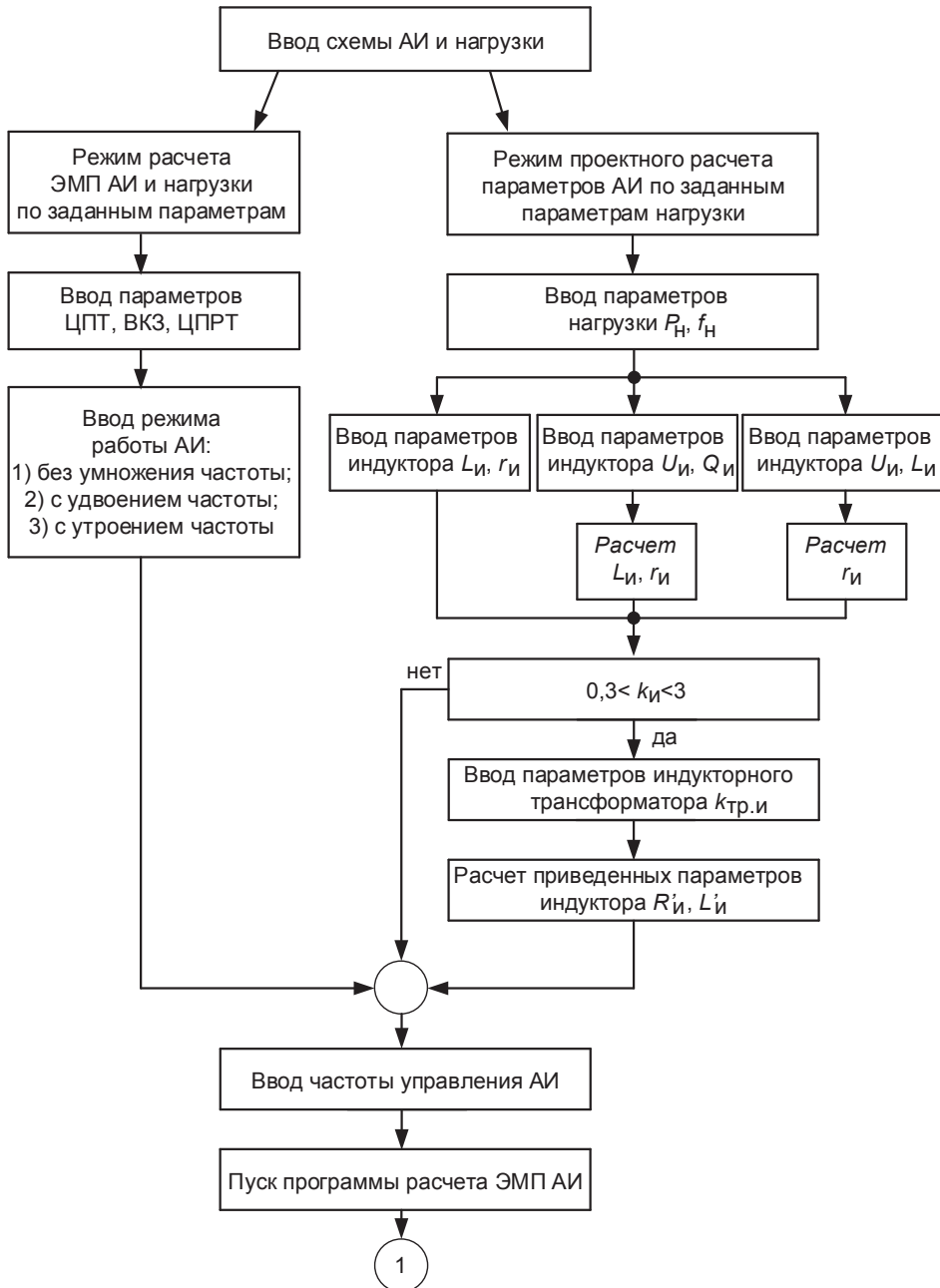


Рис. 6.1. Блок-схема алгоритма расчета ЭМП АИ (начало)

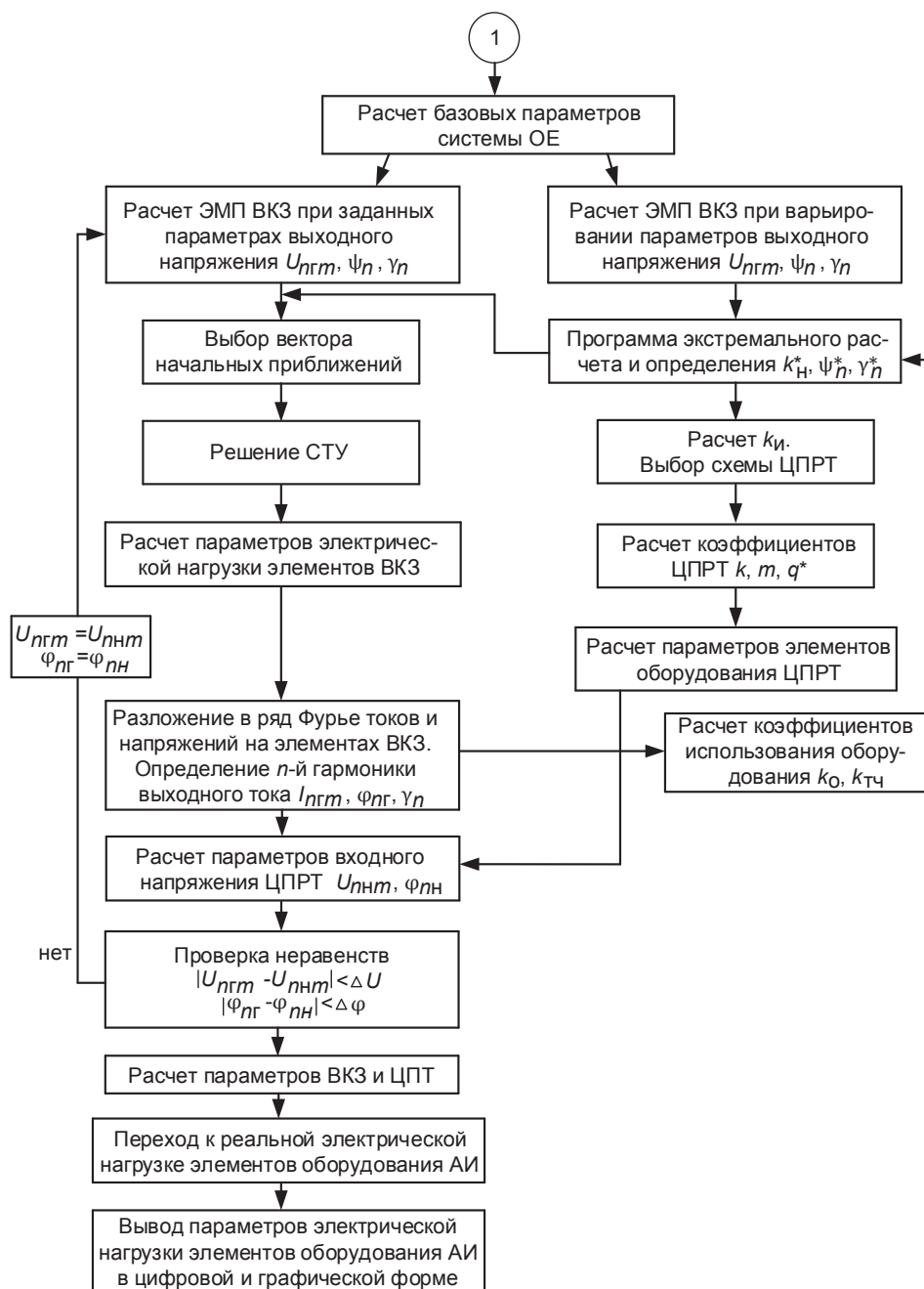


Рис. 6.1. Блок-схема алгоритма расчета ЭМП АИ (начало)

После того как будут определены все параметры схемы АИ, производится расчет ЭМП АИ согласно алгоритму, описанному в первом режиме работы программного пакета. В результате этого расчета определяются параметры электрических нагрузок всех элементов оборудования АИ, выдаются в графической форме диаграммы токов и напряжений на элементах АИ, а также рассчитываются регулировочные, нагрузочные и внешние характеристики АИ.

## 6.2. Описание интерфейса программного комплекса ЭМП АИ

Программный комплекс имеет два окна: окно ввода данных, расчета параметров оборудования и окно графического представления напряжений и токов на элементах преобразователя.

Окно ввода данных позволяет:

- производить проектный расчет параметров преобразователя;
- корректировать параметры преобразователя вручную;
- производить электромагнитный расчет преобразователя;
- производить электромагнитный расчет преобразователя с заданным углом  $\psi_n$  или  $\varphi_n$ .

Окно ввода данных состоит из пяти панелей (рис. 6.2). Верхняя панель предназначена для задания основных параметров преобразователя, необходимых как для проектного, так и для электромагнитного расчета: линейное напряжение питающей сети 50 Гц, выходная мощность преобразователя, ударный ток тиристора, режим работы инвертора (без умножения частоты, с удвоением или утроением частоты), схемы компенсации реактивной мощности в нагрузке — емкостная (параллельная, Г-образная или П-образная) или индуктивно-емкостная. При выборе режима работы инвертора и схемы нагрузки, в соответствующих панелях меняются изображения схем. Кнопки в правой части панели позволяют либо произвести проектный расчет значений элементов преобразователя, либо ввести их вручную.

**Расчет параметров преобразователя частоты**

Линейное напряжение питающей сети 50Гц, В: 380  
 Выходная мощность преобразователя, кВт: 320  
 Ударный ток, кА: 3

Режим работы: без умножения частоты  
 Схема компенсации: П-образная схема

**Проектный расчет**  
 Индуктивность индуктора, мкГн: 19.11  
 Эквивалентное сопротивление нагрузки, Ом: 0.01726  
 Добротность нагрузочного контура: 16.7  
 Эффективное напряжение на нагрузке, В: 400

Вариант исходных данных для проектного расчета: 3  
 Кратность тока умножителя напряжения: 1.54  
 Частота выходного напряжения, кГц: 2.4  
 Кратность Сф/Ск: 3

Задание угла: 90

**Инвертор**  
 Емкость фильтрового конденсатора, мкФ: 354  
 Емкость коммутирующего конденсатора, мкФ: 111  
 Индуктивность анодного дросселя, мкГн: 5.97  
 Индуктивность диагонального дросселя, мкГн: 0.1  
 Индуктивность линии, мкГн:   
 Индуктивность поперечной компенсации, мкГн:   
 Частота управления, кГц: 2.4  
 Собственная частота инвертора, кГц: 4.99

**Нагрузка**  
 Емкость компенсирующего конденсатора, мкФ: 0  
 Емкость проходного конденсатора, мкФ: 352  
 Емкость входного конденсатора, мкФ: 512  
 Индуктивность индуктора, мкГн: 19.11  
 Добротность нагрузочного контура: 16.7  
 Собственная частота нагрузки, кГц: 2.52

Исп. решение опт. точки ☒  
 Показ. рез. зм. расчета ☒  
 Электромаш. расчет  
 Результаты зм. расчета  
 Печать параметров  
 Помощь  
 Выход

Рис. 6.2. Окно ввода данных

Выбор режима проектного расчета преобразователя осуществляется путем нажатия кнопки **Проектный расчет**, при этом активизируется соответствующая панель окна (рис. 6.3).

Основные исходные данные должны быть заданы по одному из трех вариантов:

1 вариант —

- напряжение на нагрузке;
- добротность нагрузочного контура;

2 вариант —

- напряжение на нагрузке;
- индуктивность индуктора;

3 вариант —

- эквивалентное сопротивление нагрузки;
- индуктивность индуктора.

Дополнительными данными для выполнения проектного расчета являются:

- частота выходного напряжения  $n\omega$ ;
- коэффициент согласования по току  $K_I$ ;
- кратность емкости фильтрового конденсатора  $K_\Phi = C_\Phi / C_k$ .

После ввода данных производится проектный расчет путем нажатия на кнопку **Расчет** на данной панели. При успешном завершении расчета, параметры электрической нагрузки элементов оборудования преобразователя и нагрузки выводятся на соответствующие панели окна.

Для корректировки результатов проектного расчета (рис. 6.4) необходимо перейти в режим ручного ввода параметров путем нажатия кнопки **Ввод параметров** в верхней панели (рис. 6.3). При этом панель **Проектный расчет** становится неактивной, активизируются панели **Инвертор** и **Нагрузка**. При изменении параметров элементов оборудования инвертора или нагрузки автоматически рассчитывается собственная частота инвертора или нагрузки соответственно.

Рис. 6.3. Окно выбора режима проектного расчета

При успешном завершении проектного расчета либо после ввода значений всех требуемых параметров элементов оборудования инвертора и нагрузки, активизируется кнопка **Электромагнитный расчет**, что свидетельствует о готовности программы к электромагнитному расчету.

Перед выполнением электромагнитного расчета необходимо обратить внимание на элементы с галочками, расположенными над кнопкой **Электромагнитный расчет**:

**Исп. решение опт. точки** — при необходимости использовать решение оптимальной точки в качестве начальных условий в электромагнитном расчете следует поставить галочку. При отсутствии галочки программа будет использовать нулевые начальные условия. Если электромагнитный расчет уже производился при данной нагрузке программы и галочка отсутствует, то будет задан вопрос: «Использовать решение последней точки в качестве начального приближения?» При положительном ответе будет использовано решение последней точки в качестве начального приближения, при отрицательном ответе программа будет использовать нулевые начальные условия;

**Расчет параметров преобразователя частоты**

Линейное напряжение питающей сети 50Гц, В: 380  
 Выходная мощность преобразователя, кВт: 320  
 Ударный ток, кА: 3

Режим работы: без умножения частоты  
 Схема компенсации: П-образная схема

Проектный расчет

Индуктивность индуктора, мкГн: 19.11  
 Эквивалентное сопротивление нагрузки, Ом: 0.01726  
 Добротность нагрузочного контура: 16.7  
 Эффективное напряжение на нагрузке, В: 400

Вариант исходных данных для проектного расчета: 3  
 Кратность тока умножителя напряжения: 1.54  
 Частота выходного напряжения, кГц: 2.4  
 Кратность Сф/Ск: 3

Задание угла: 90

**Инвертор**

Емкость фильтрового конденсатора, мкФ: 354  
 Емкость коммутационного конденсатора, мкФ: 111  
 Индуктивность анодного дросселя, мкГн: 5.97  
 Индуктивность диагонального дросселя, мкГн: 0.1  
 Индуктивность линии, мкГн:   
 Индуктивность поперечной компенсации, мкГн:   
 Частота управления, кГц: 2.4  
 Собственная частота инвертора, кГц: 4.99

**Нагрузка**

Емкость компенсирующего конденсатора, мкФ: 0  
 Емкость проходного конденсатора, мкФ: 352  
 Емкость входного конденсатора, мкФ: 512  
 Индуктивность индуктора, мкГн: 19.11  
 Добротность нагрузочного контура: 16.7  
 Собственная частота нагрузки, кГц: 2.52

Исп. решение опт. точки: ☒  
 Показ. рез. э.м. расчета: ☒

Электром. расчет  
 Результаты э.м. расчета  
 Печать параметров  
 Помощь  
 Выход

Рис. 6.4. Режим ручного ввода параметров

**Показ. рез. э.м. расчета** — если галочка присутствует, то при успешном завершении электромагнитного расчета автоматически будут показаны результаты электромагнитного расчета в отдельном окне.

При успешном завершении электромагнитного расчета активизируются панель **Задание угла**, кнопки **Результаты э.м. расчета** и **Печать параметров**.

Панель **Задание угла** позволяет корректировать углы  $\psi$  и  $\phi$ . Для корректировки следует задать нужную величину угла и нажать соответствующую кнопку.

ющую углу кнопку. Столбики показывают уменьшающуюся в процессе итерации ошибку соответственно в 100, 10 и 1 % масштабе.

При нажатии на кнопку **Результаты эм. расчета** открывается окно результатов электромагнитного расчета (рис. 6.5). Оно имеет три закладки: **Энергетические характеристики режима**, **Диаграммы токов и напряжений на элементах схемы** и **Гармоники тока**.

Закладка **Энергетические характеристики режима** (рис. 6.5) включает графики тока нагрузки, напряжения на нагрузке, несущей гармоники тока, интервалы времени, углы, процент использования элементов оборудования, время восстановления управляемости тиристора, отношение собственных частот нагрузочного и коммутирующего контуров.

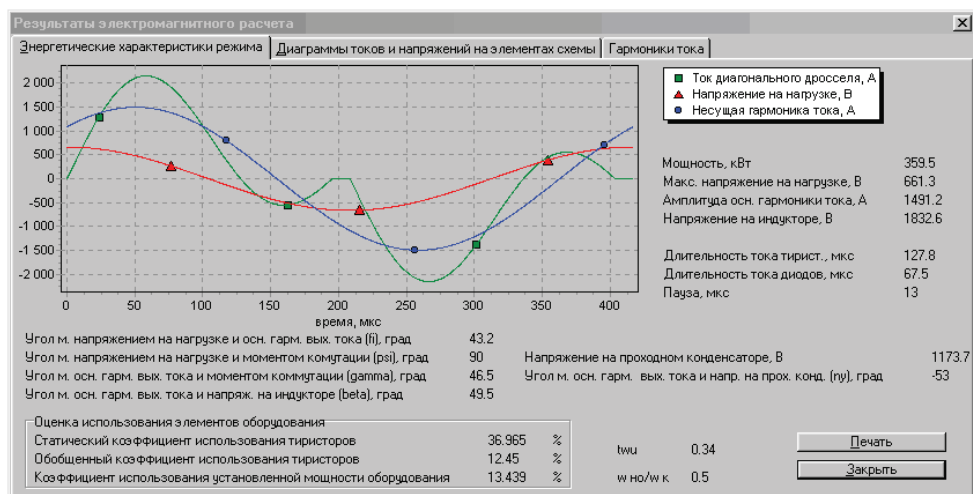


Рис. 6.5. Окно **Энергетические характеристики режима**

Закладка **Гармоники тока** (рис. 6.6) содержит диаграмму тока нагрузки. Возможность разложения напряжения и тока нагрузки в гармонический ряд. Под графиком представлены параметры кривых гармоник, активные мощности и углы по каждой гармонике.

Закладка **Диаграммы токов и напряжений на элементах схемы** имеет ряд закладок по каждому элементу схемы преобразователя (рис. 6.7–6.12). Для каждого элемента схемы представлен график тока и напряжения, ниже указаны параметры графиков.

При нажатии на кнопку **Печать параметров** окна ввода данных или на кнопку **Печать** окна результатов электромагнитного расчета на экране появляется окно предварительного просмотра печати (рис. 6.13).

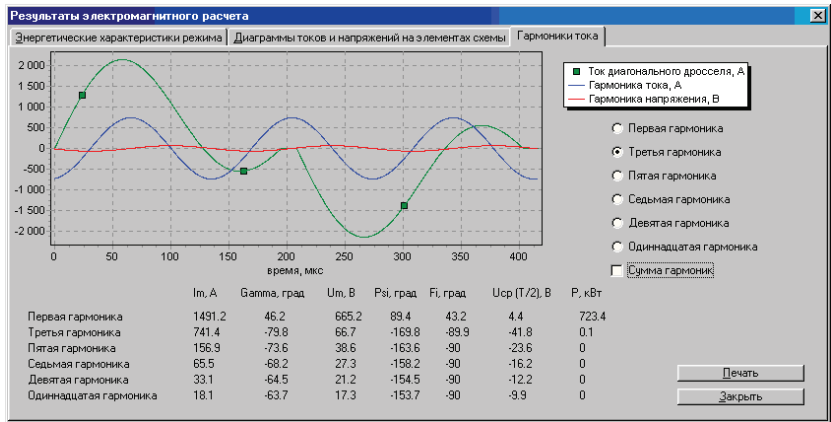


Рис. 6.6. Окно Гармоники тока



Рис. 6.7. Диаграмма тока и напряжения анодного дросселя



Рис. 6.8. Диаграмма тока и напряжения диагонального дросселя



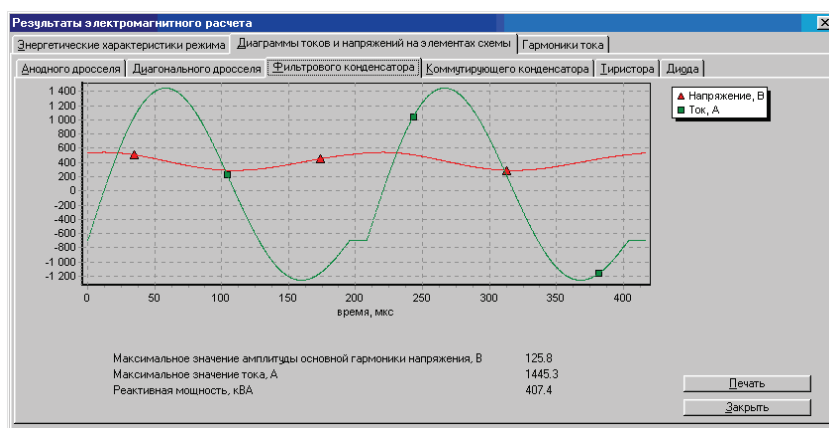


Рис. 6.9. Диаграмма тока и напряжения фильтрового конденсатора

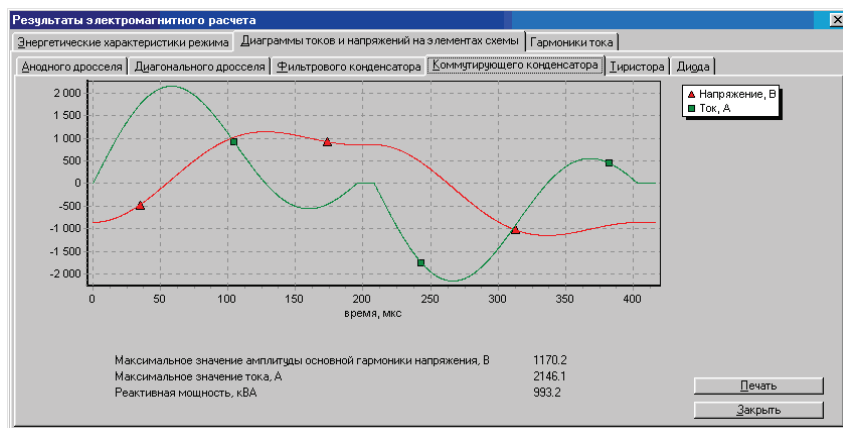


Рис. 6.10. Диаграмма тока и напряжения коммутирующего конденсатора

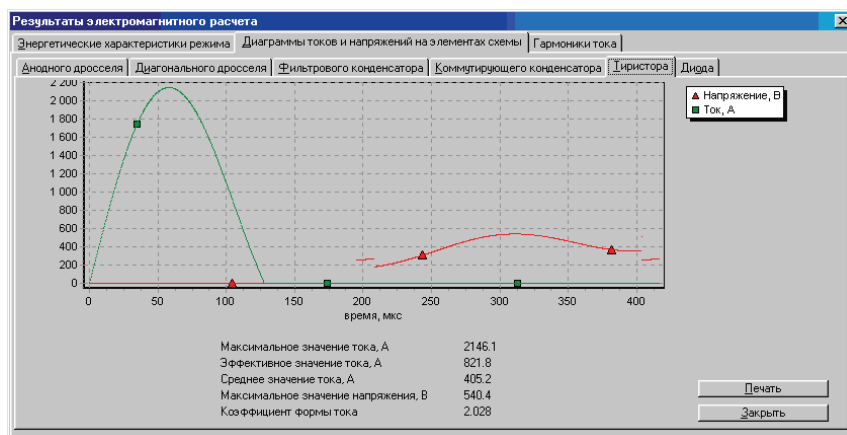


Рис. 6.11. Диаграмма тока и напряжения тиристора

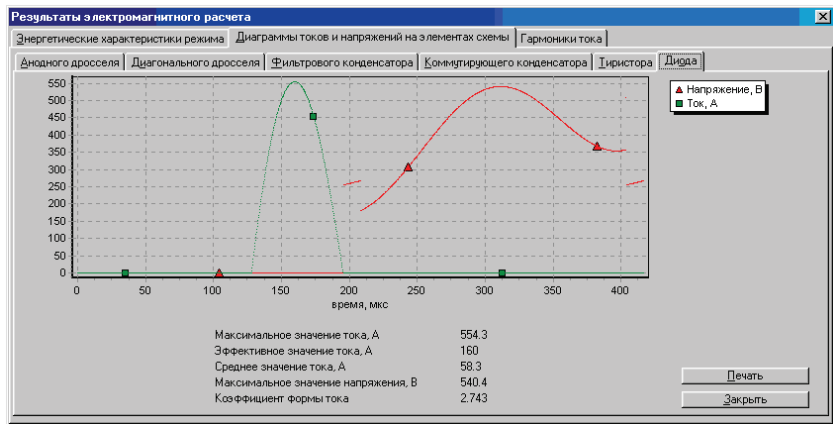


Рис. 6.12. Диаграмма тока и напряжения диода

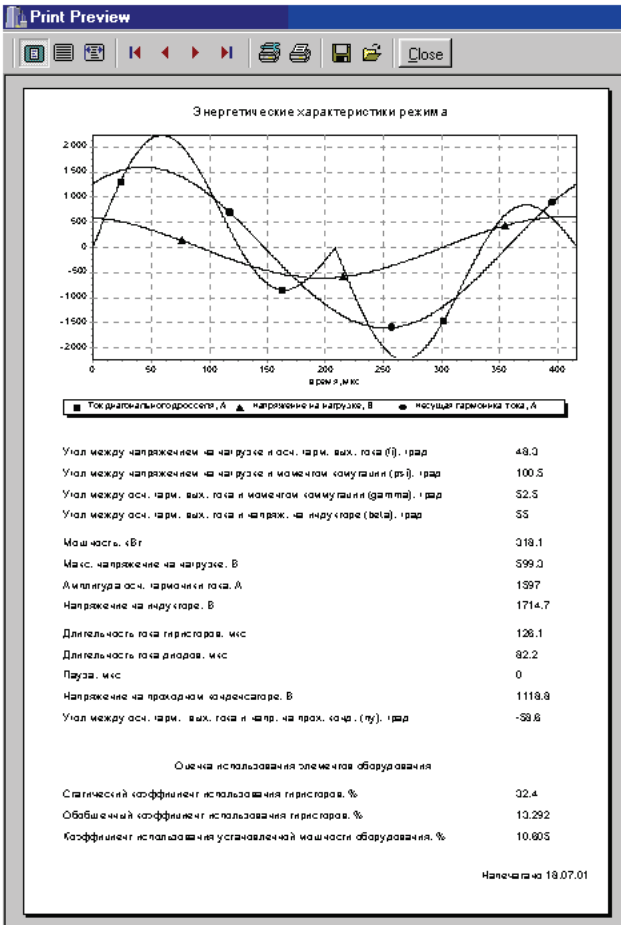


Рис. 6.13. Диалоговое окно предварительного просмотра печати

---

## 7. МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ В СПЕЦИАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ ПАКЕТАХ

---

В этой главе приведены примеры моделирования автономных инверторов различного типа в приложении SimPowerSystems к пакету Matlab.

### 7.1. Моделирование автономного инвертора напряжения в приложении SimPowerSystems к пакету Matlab

---

АИН собран на транзисторах IGBT с диодами встречного тока и запитан через выпрямитель от сети переменного напряжения 220/380 В. В диагональ моста включена активно-индуктивная нагрузка.

Схема модели АИН показана на рис. 7.1. Предполагается, что выпрямленное напряжение полностью сглажено, поэтому для удобства расчета выпрямитель и фильтр представлены источником постоянного напряжения, величина которого определяется уровнем среднего выпрямленного значения напряжения используемого типа выпрямителя. С помощью элементов Pulse Generator и Mux формируются сигналы управления транзисторами инвертора, причем второй и третий сигналы сдвинуты по фазе по отношению к первому и четвертому на половину периода. Длительность импульса управления равна половине периода.

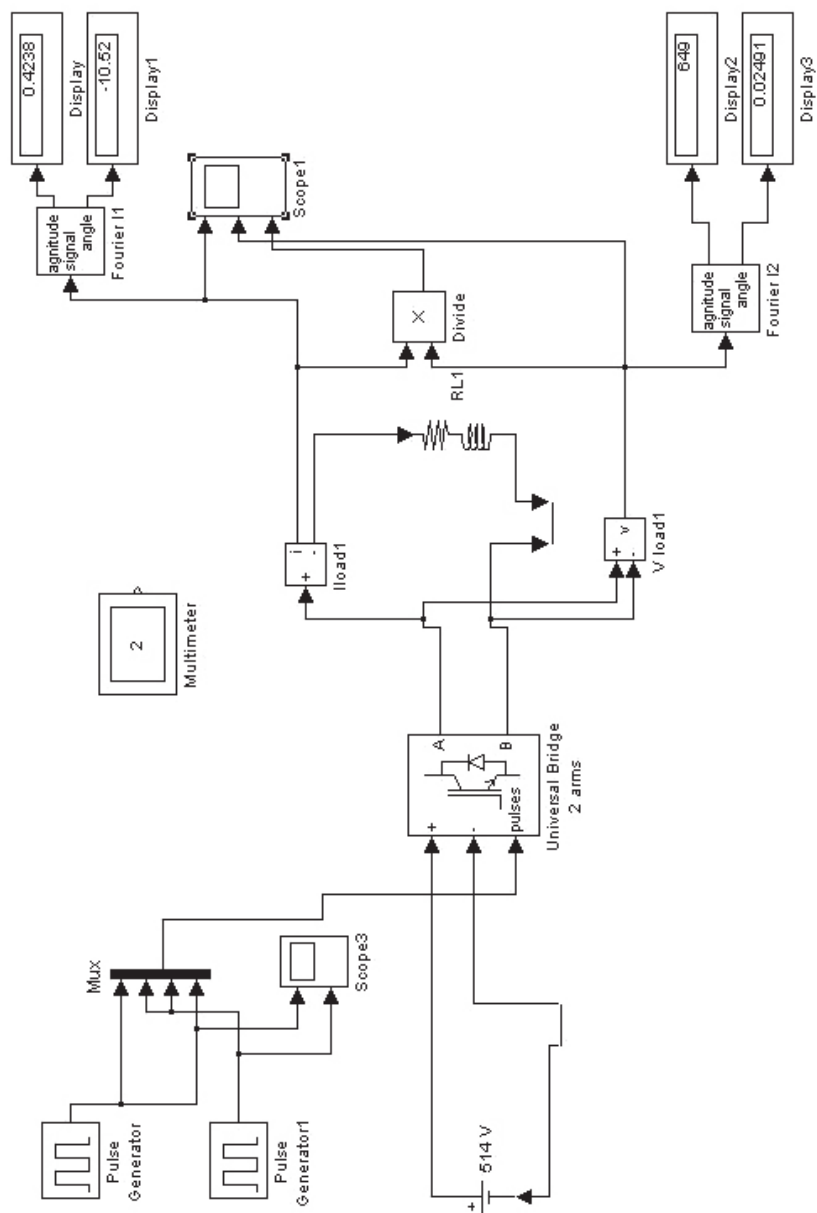


Рис. 7.1. Схема модели АИН

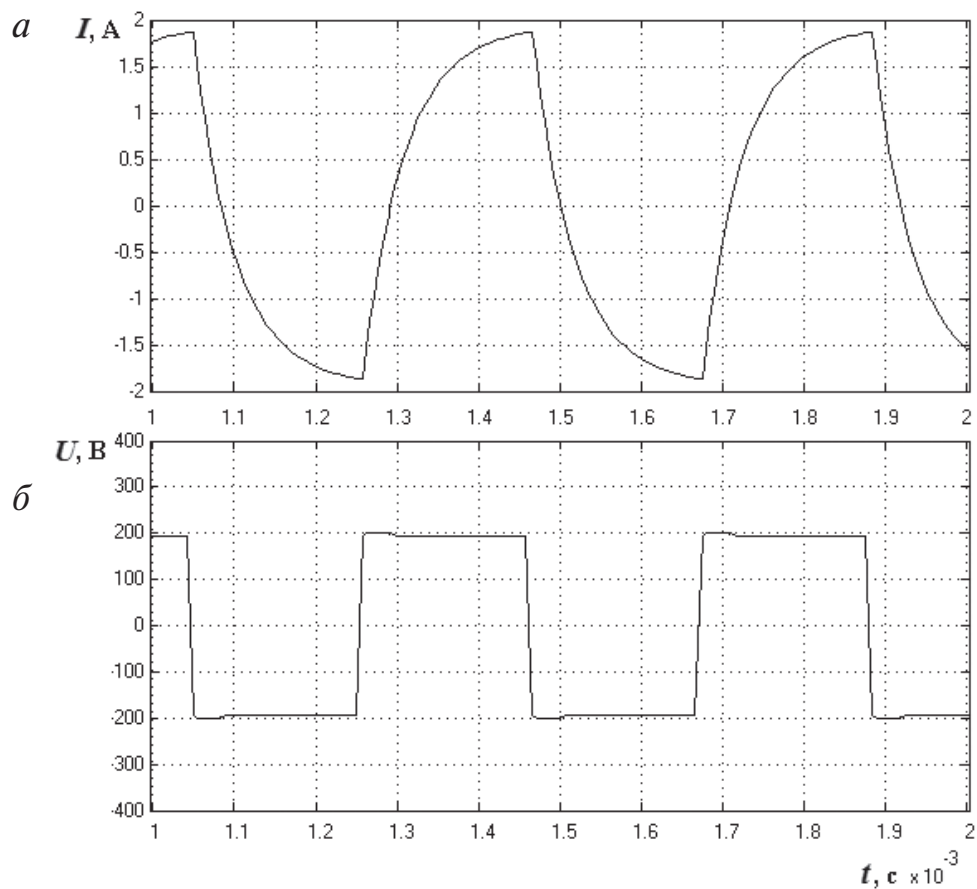


Рис. 7.2. Осциллограммы тока (а) и напряжения (б) АИН

Схема инвертора моделируется с помощью элемента Universal Bridge, в свойствах которого цепь переменного тока выбирается выходной частью, а количество плеч равно двум. В цепи активно-индуктивной нагрузки установлены датчики тока и напряжения Pload и Uload. Сигналы тока, напряжения и мгновенной мощности можно наблюдать на осциллографе Scope1. Элементы Fourier предназначены для анализа гармонического состава тока и напряжения. Присоединенные к ним элементы Display показывают мгновенные значения амплитуды и начальной фазы синусоиды выбранной гармоники. Осциллограммы тока и напряжения показаны на рис. 7.2. На рис. 7.3 показаны осциллограммы тока АИН с наложением 1-й и 3-й гармоник, на рис. 7.4 — осциллограммы тока АИН с наложением суммы

1-й и 3-й гармоник. Можно сделать вывод, что, поскольку сумма 1-й и 3-й гармоник не совпадают с исходным графиком тока, гармонический состав тока содержит также гармоники более высокого порядка.

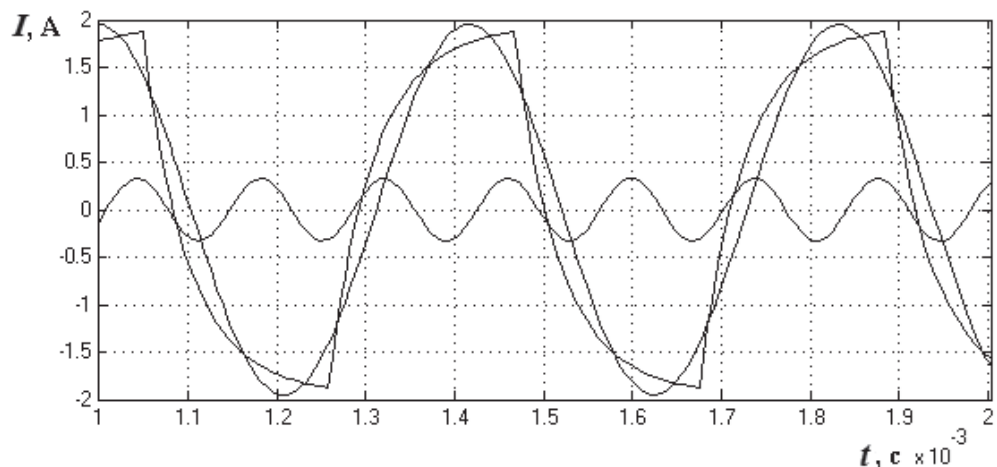


Рис. 7.3. Осциллограммы тока АИН с наложением 1-й и 3-й гармоник

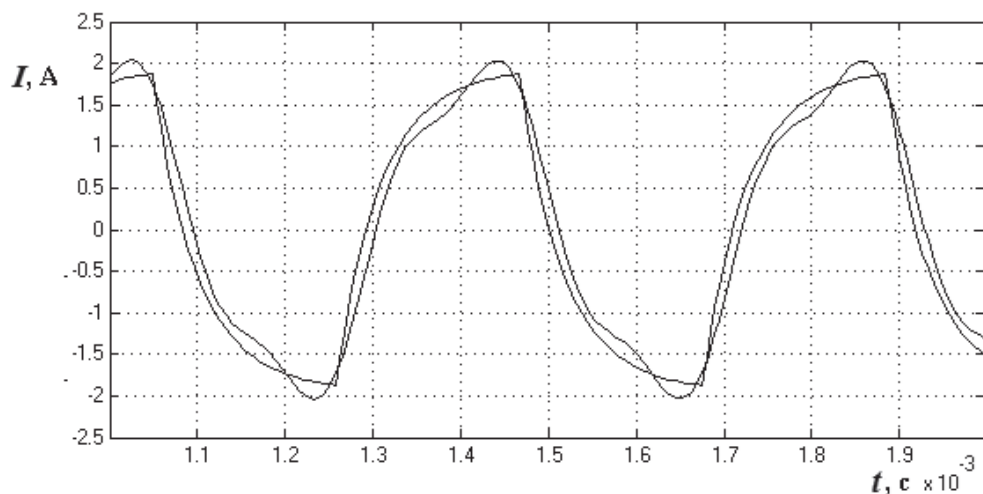


Рис. 7.4. Осциллограммы тока АИН с наложением суммы 1-й и 3-й гармоник

## 7.2. Моделирование автономного инвертора тока в приложении SimPowerSystems к пакету Matlab

При моделировании параллельного АИТ, в контуре нагрузки компенсирующая емкость включена параллельно нагрузке. АИТ собран на однооперационных тиристорах без диодов встречного тока. Управление открытием тириستоров производится подачей коротких запускающих импульсов.

Схема модели АИТ показана на рис. 7.5.

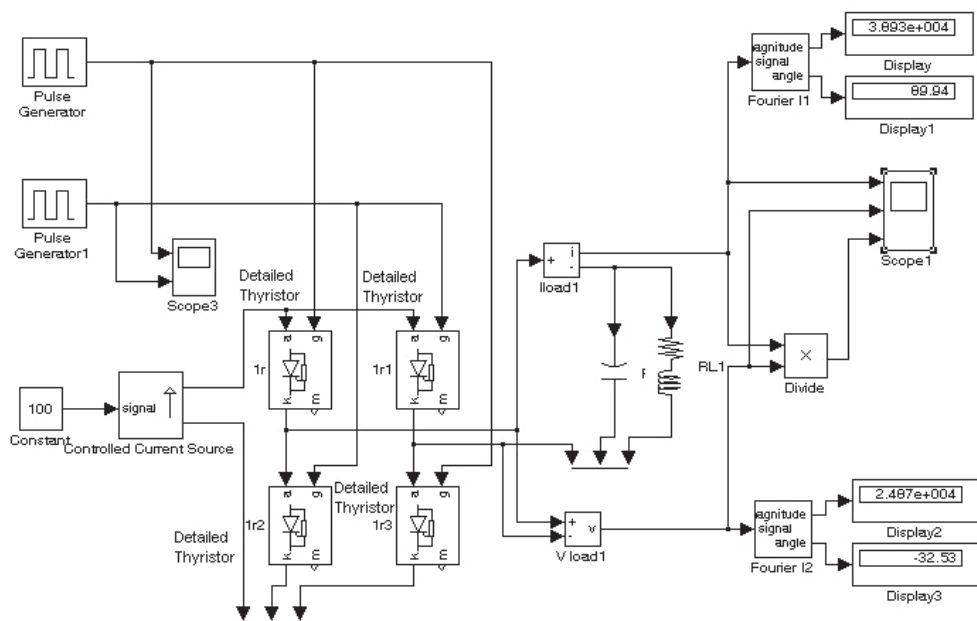


Рис. 7.5. Схема модели АИТ

Питание АИТ осуществляется от сети переменного напряжения через выпрямитель и высокоиндуктивный фильтр, что эквивалентно питанию от источника постоянного тока. Схема инвертора моделируется с помощью элементов Detailed Thyristor, в свойствах которых, кроме прочих параметров, необходимо установить время восстановления их запирающих свойств. Значение компенсирующей емкости рассчитывается с учетом выполнения условия коммутации тириستоров с использованием векторной диаграммы на основании параметров

индуктора и времени восстановления запирающих свойств тиристор-  
ров. С учетом указанных условий, контур нагрузки имеет емкостной  
характер.

Назначение остальных элементов модели аналогично модели АИН,  
описанной выше. Осциллограммы тока и напряжения контура нагруз-  
ки показаны на рис. 7.6.

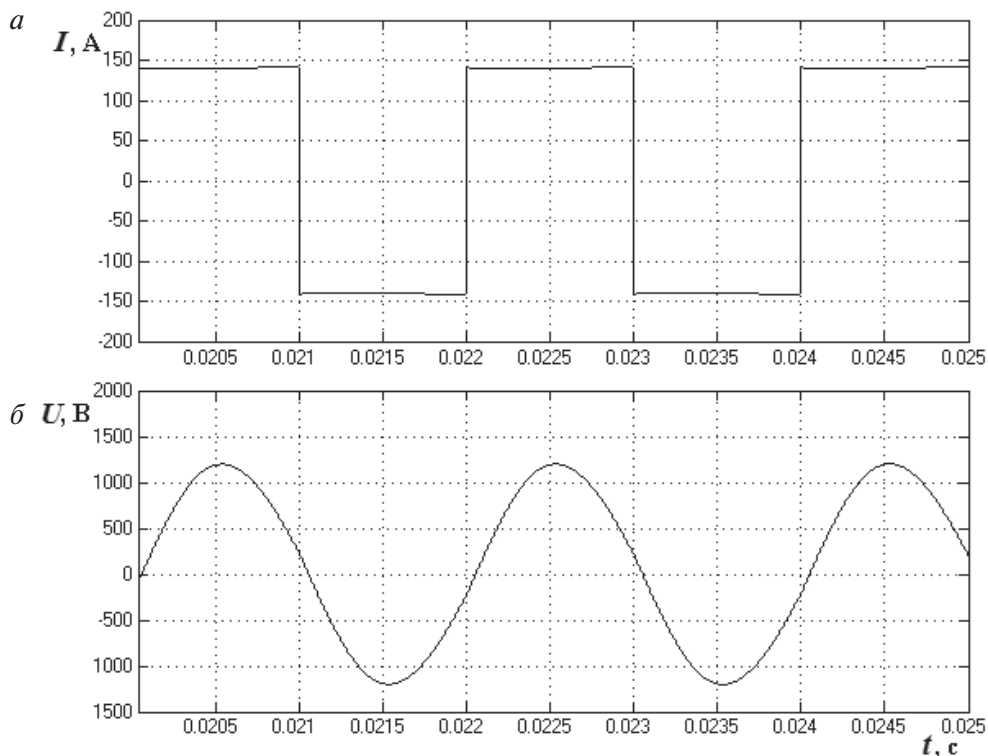


Рис. 7.6. Осциллограммы тока (а)  
и напряжения (б) контура нагрузки АИТ

Осциллограммы тока индуктора с наложением 1-й и 3-й гармоник  
показаны на рис. 7.7. Поскольку при питании от АИТ ток индуктора  
практически синусоидальный, содержание 3-й гармоники (и, как ока-  
зывается, при исследовании других высших гармоник) минимально.  
Такой вывод можно сделать из рис. 7.7, откуда видно, что 1-я гармо-  
ника тока индуктора практически полностью совпадает с его реаль-  
ной осциллограммой.



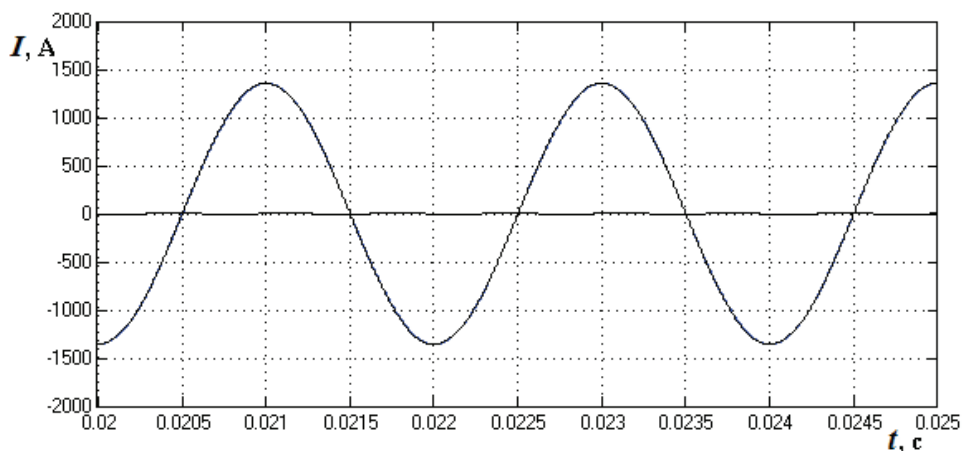


Рис. 7.7. Осциллограммы тока индуктора с наложением 1-й и 3-й гармоник

### 7.3. Моделирование автономного резонансного инвертора в приложении SimPowerSystems к пакету Matlab

АИР с диодами встречного тока запитан через выпрямитель от сети переменного напряжения 220/380 В. В диагональ моста включена последовательная RLC-нагрузка.

Схема модели АИР показана на рис. 7.8. Назначение элементов модели аналогично модели АИН. Контур нагрузки имеет частоту соб-

ственных резонансных колебаний  $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$ . При различных

соотношениях частоты собственных резонансных колебаний  $\omega_0$  и частоты выходного тока  $\omega_{\text{вых}}$ , АИР может работать в одном из трех режимов: режиме прерывистых токов (РПТ), режиме граничных токов (РГТ) и режиме непрерывных токов (РНТ). Настройка на определенный режим производится путем расчета и подбора емкости при известных параметрах индуктора.

Осциллограммы тока и напряжения показаны на рис. 7.9. На рис. 7.10 показаны осциллограммы тока АИР в РПТ с наложением 1-й и 3-й гармоник, на рис. 7.11 — осциллограммы тока АИР в РПТ с наложением суммы 1-й и 3-й гармоник. Можно сделать вывод, что, поскольку амплитуды 1-й и 3-й гармоник практически одинаковые,

РПТ является самым энергетически неэффективным режимом работы схемы. Также необходимо отметить, что, поскольку сумма 1-й и 3-й гармоник не совпадает с исходным графиком тока, гармонический состав тока содержит гармоники более высокого порядка.

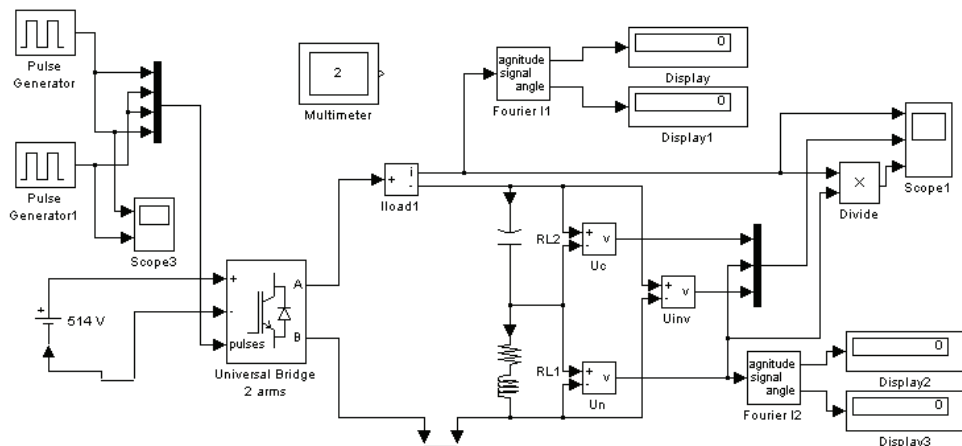


Рис. 7.8. Схема модели АИР

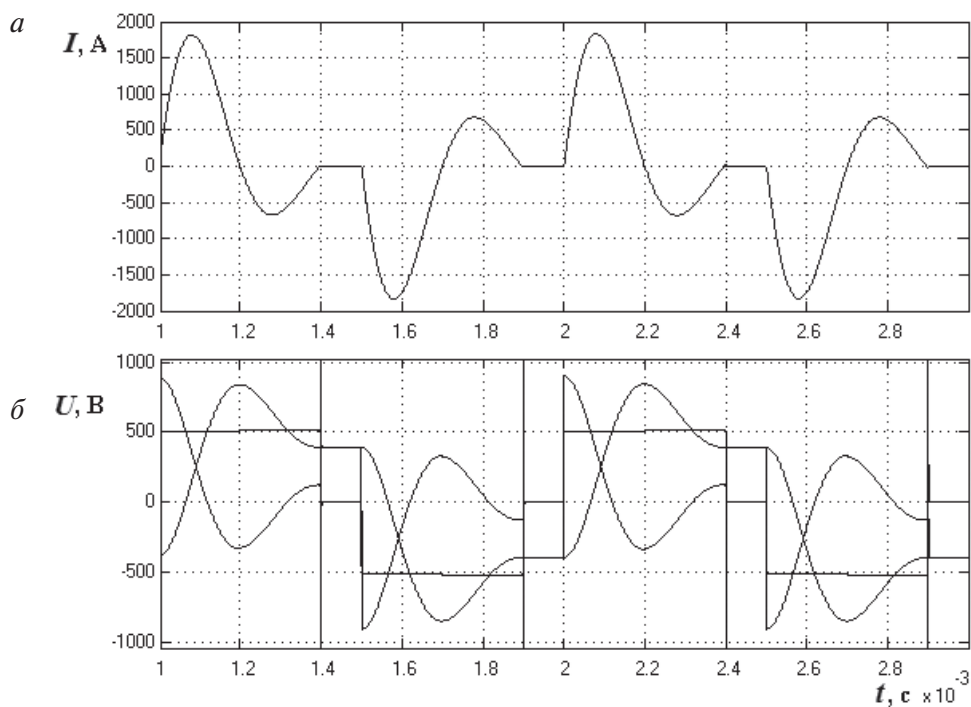


Рис. 7.9. Осциллограммы тока (а) и напряжения (б) контура нагрузки АИР в РПТ

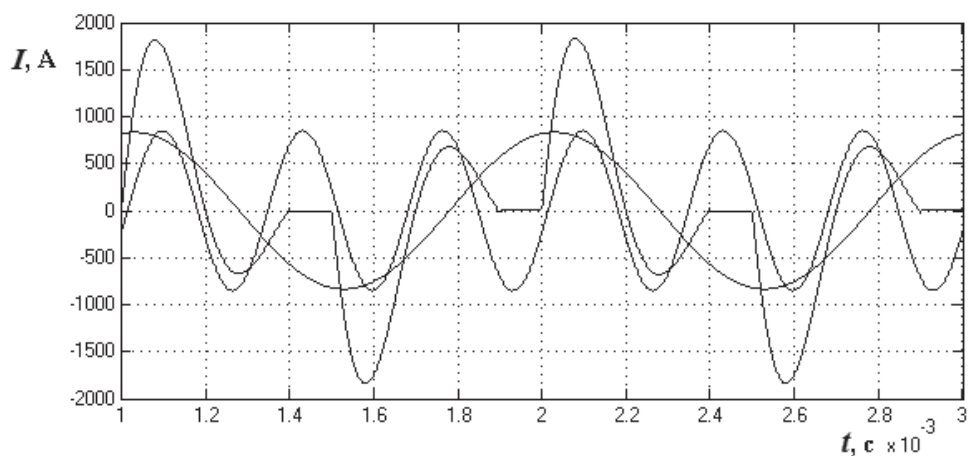


Рис. 7.10. Осциллограммы тока АИР в РПТ  
с наложением 1-й и 3-й гармоник

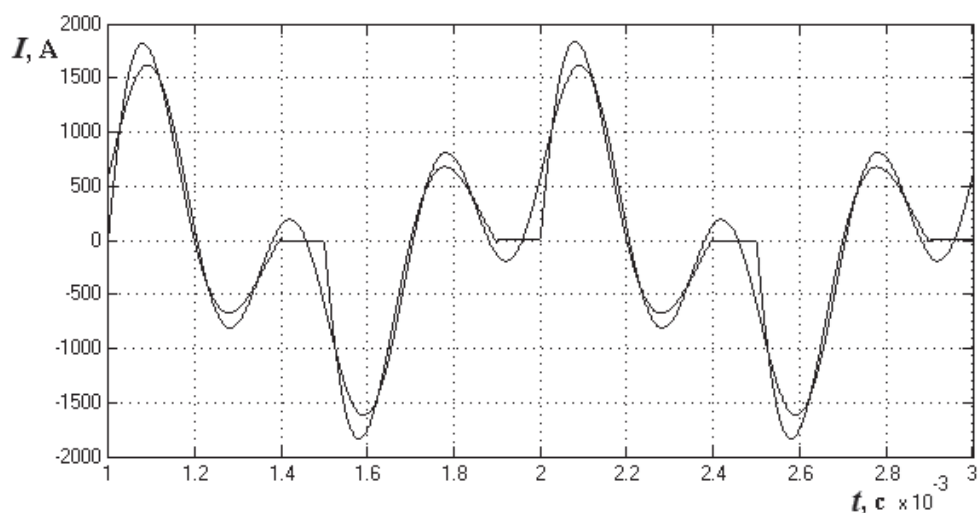


Рис. 7.11. Осциллограммы тока АИР в РПТ  
с наложением суммы 1-й и 3-й гармоник

Диаграммы АИР в РГТ показаны на рис. 7.12–7.14.

Из диаграмм (рис. 7.12–7.14) видно, что амплитуда 1-й гармоники тока выше амплитуды 3-й гармоники тока, т. е. гармонический состав улучшается, хотя при этом также можно сделать вывод о наличии нечетных гармоник более высоких порядков.

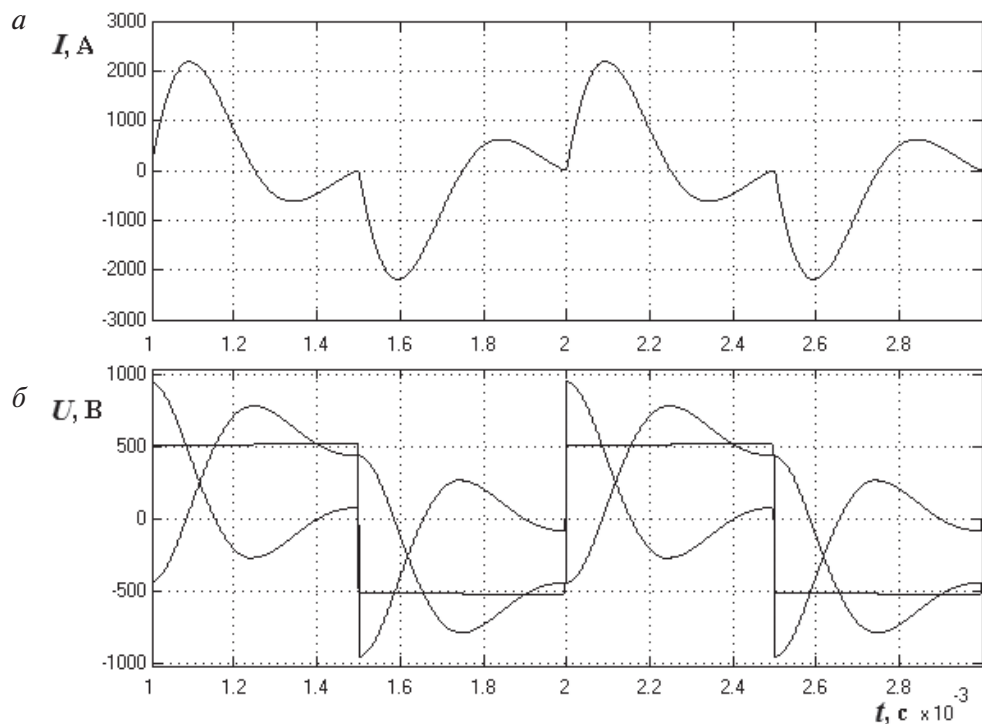


Рис. 7.12. Осциллограммы тока (*а*) и напряжения (*б*) контура нагрузки АИР в РГТ

В РНТ (диаграммы на рис. 7.15–7.17) видно дальнейшее повышение амплитуды 1-й гармоники тока по отношению к его 3-й гармонике.

Согласно математическим выкладкам параграфа 4.2.3 наилучший гармонический состав тока будет в предельном режиме непрерывных токов, определяемом интервалом проводимости диодов встречного тока не ниже паспортного значения времени восстановления запирающих свойств тиристоров. В указанном параграфе отмечено, что полученная система уравнений (4.3) может быть решена в том числе графическим способом. Выражая уравнения системы (4.3) в функции частоты резонансных колебаний для интервала частот согласно (4.4), получаем график зависимости, приведенный на рис. 7.18, где точка пересечения графиком нуля соответствует искомому значению частоты собственных резонансных колебаний.

На основе полученной частоты резонансных колебаний рассчитывается емкость, при которой РНТ соответствует предельному режиму с наилучшим гармоническим составом. Диаграммы тока и напряжения 1-й и 3-й гармоник тока показаны на рис. 7.19–7.21.

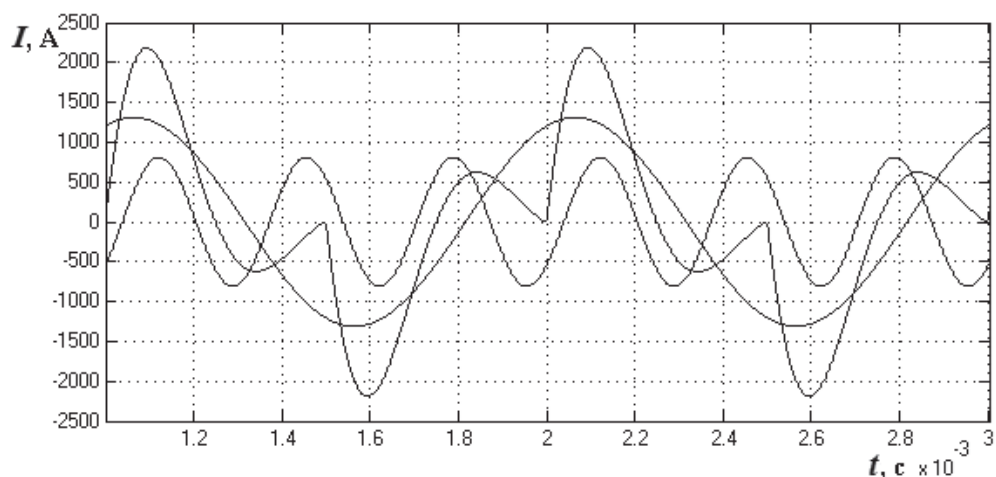


Рис. 7.13. Осциллограммы тока АИР в РГТ с наложением 1-й и 3-й гармоник

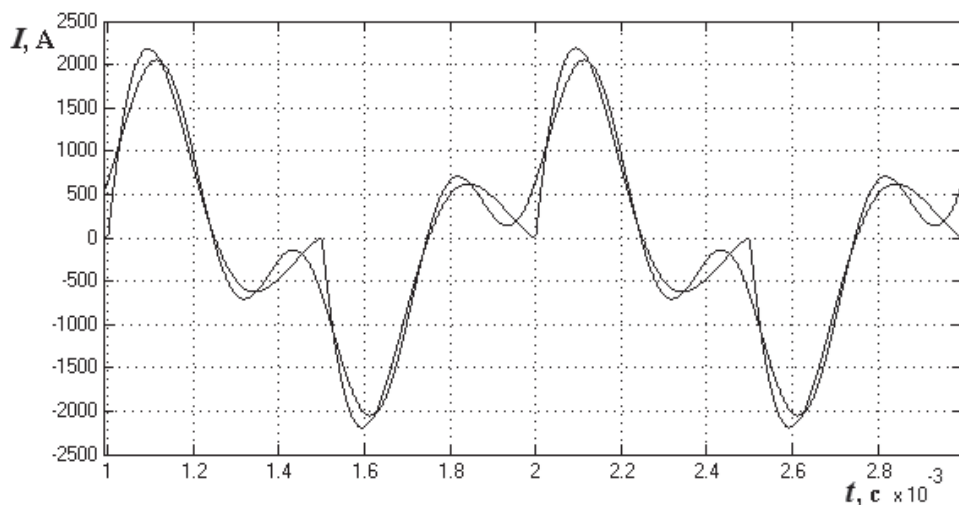


Рис. 7.14. Осциллограммы тока АИР в РГТ с наложением суммы 1-й и 3-й гармоник

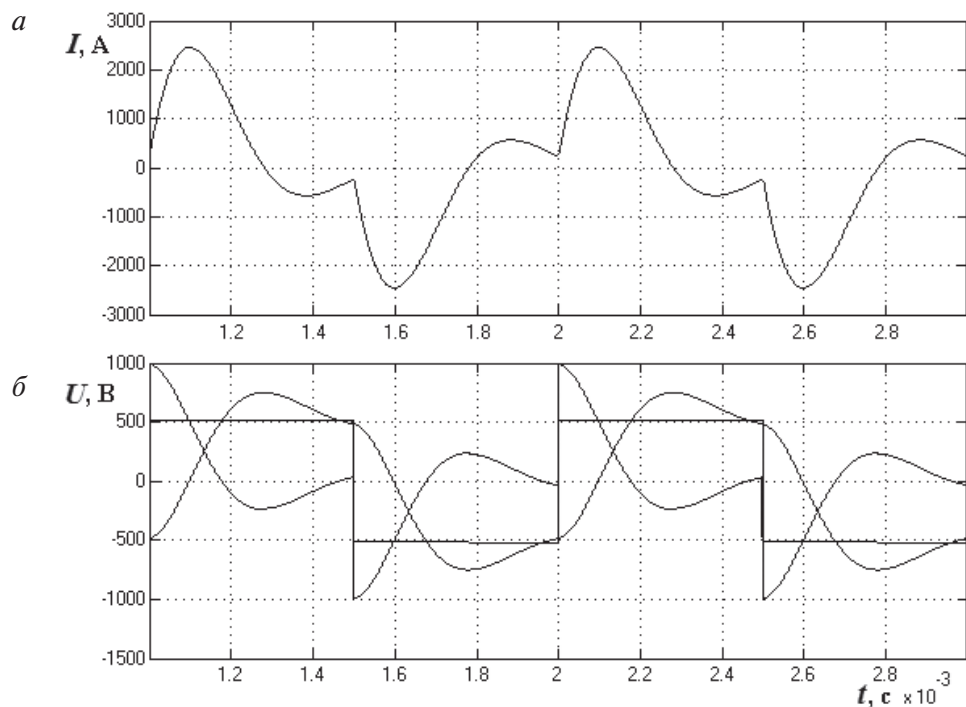


Рис. 7.15. Осциллограммы тока (а) и напряжения (б) контура нагрузки АИР в РНТ

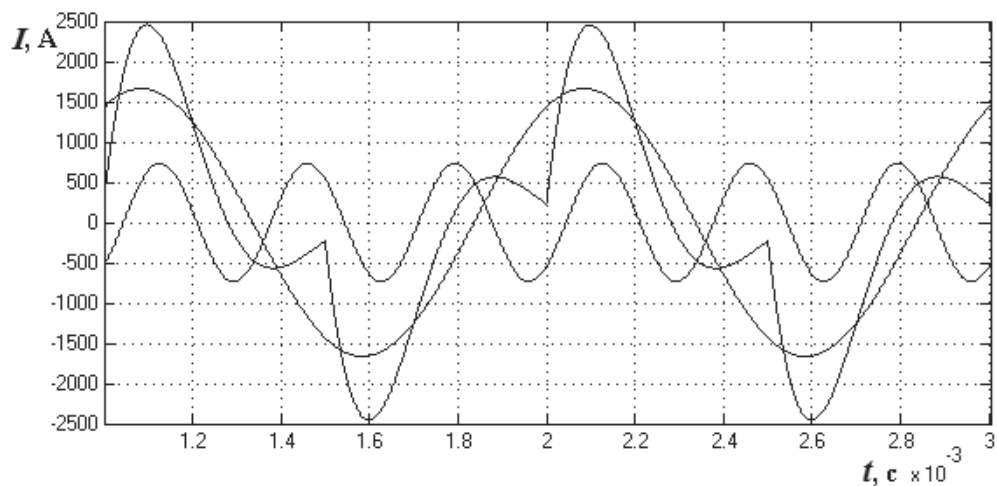


Рис. 7.16. Осциллограммы тока АИР в РНТ с наложением 1-й и 3-й гармоник

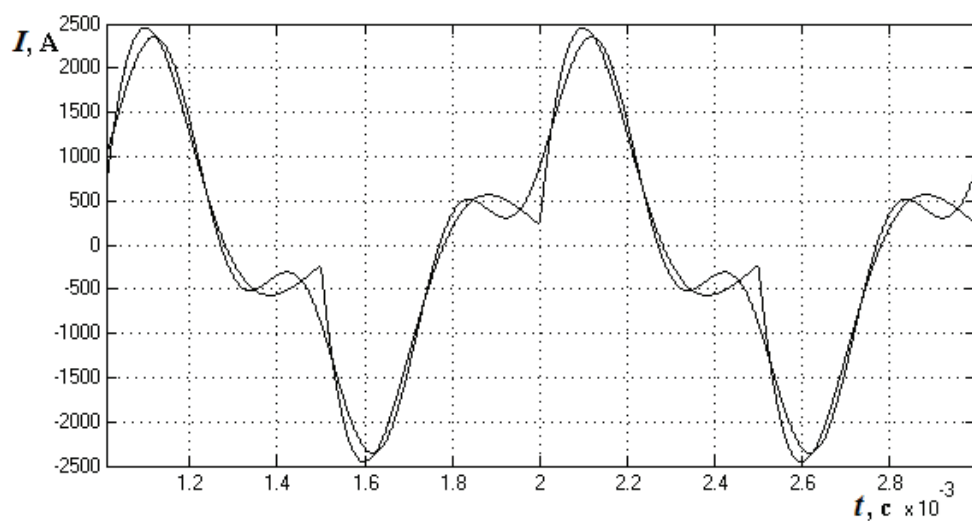


Рис. 7.17. Осциллограммы тока АИР в РНТ с наложением суммы 1-й и 3-й гармоник

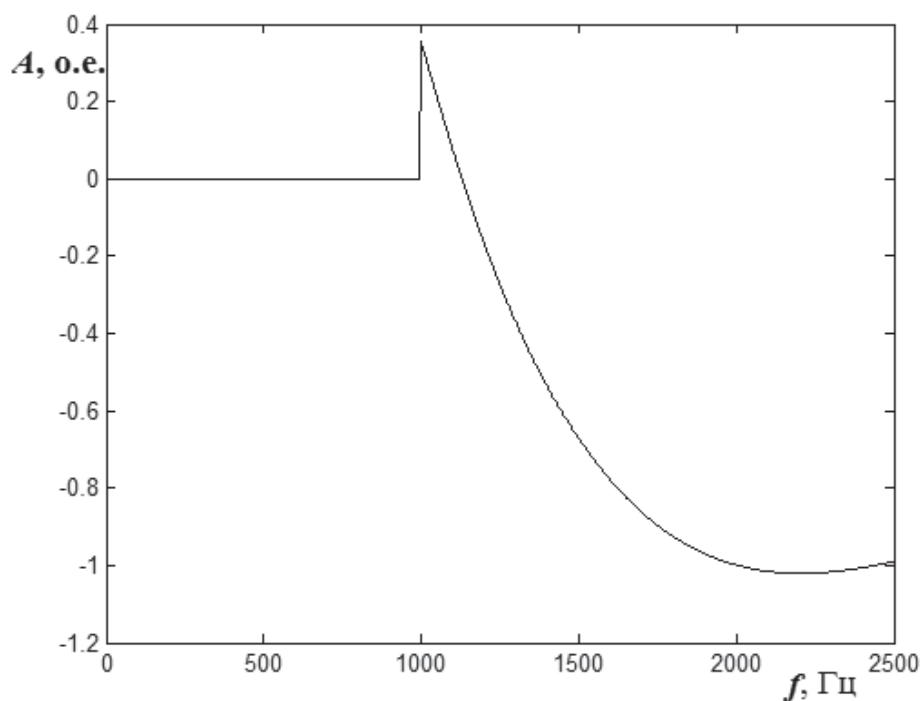


Рис. 7.18. Графическая интерпретация аналитической зависимости параметров контура нагрузки от частоты резонансных колебаний

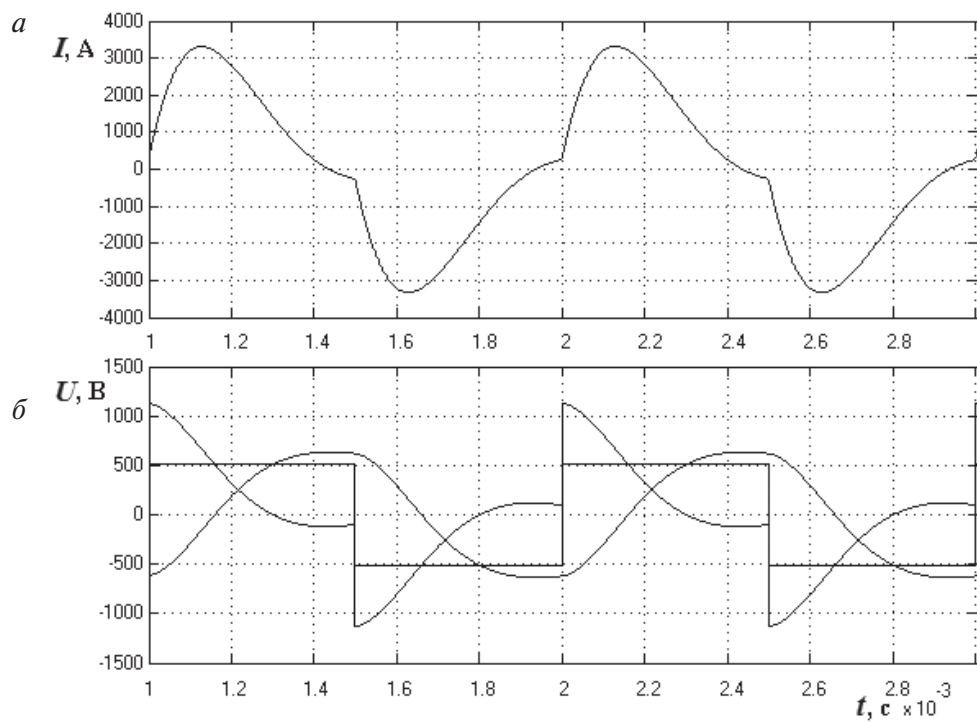


Рис. 7.19. Осциллограммы тока (а) и напряжения (б) контура нагрузки АИР в предельном РНТ

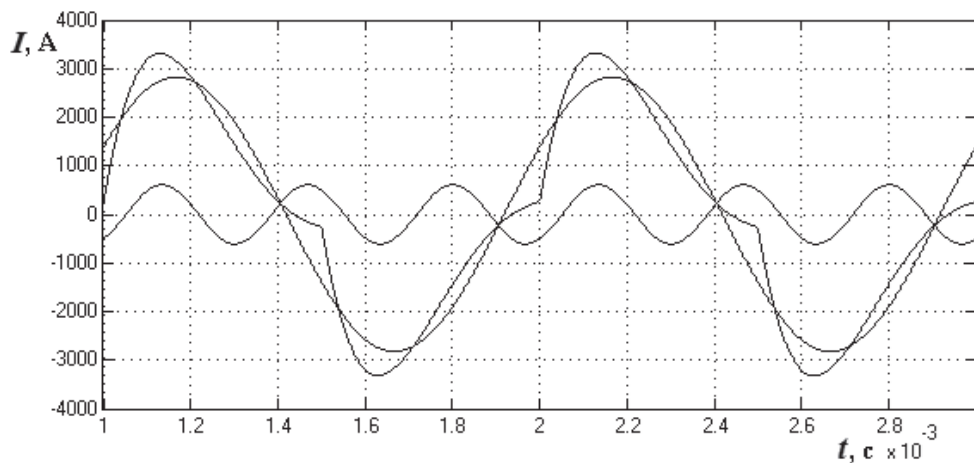


Рис. 7.20. Осциллограммы тока АИР в предельном РНТ с наложением 1-й и 3-й гармоник



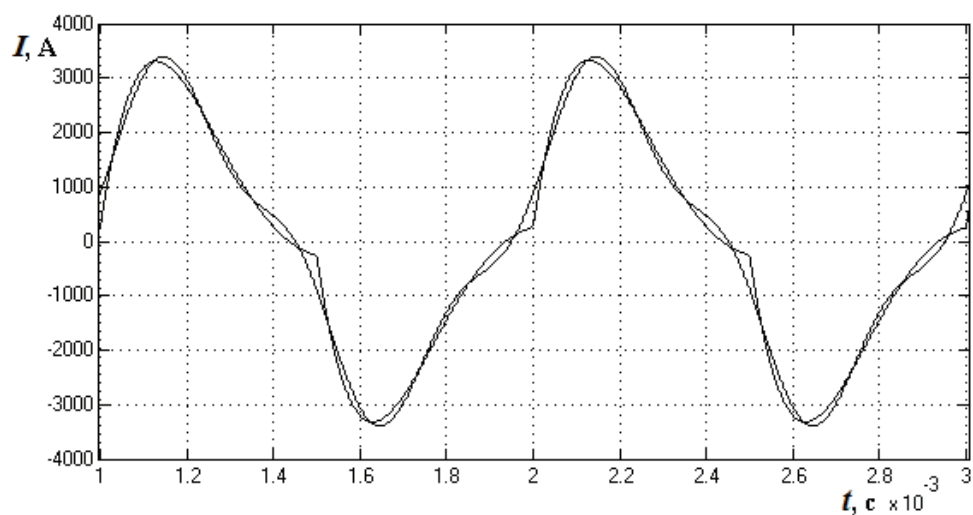


Рис. 7.21. Осциллограммы тока АИР в в предельном РНТ с наложением суммы 1-й и 3-й гармоник

# ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ДИОДЫ. СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ

Таблица П1.1

Быстровосстанавливающиеся диоды

Тип диода	$U_{RRM}$ , В	$I_{RRM}$ , мА	$I_{FAV}$ , А ( $T_C$ , °С)	$I_{FRMS}$ , А	$I_{FSM}$ , КА ( $T_J = T_{Jmax}$ )	$U_{FM}$ , В	$t_{rr}$ , мкс	$T_{Jmax}$ , °С	$R_{thjc}$ , °С/Вт	Масса диола, кг
ДЧ261-250	600–1400	30	250 (85)	393	4,5	2,2	2,0; 2,5; 3,2; 4,0	150	0,12	0,24
ДЧ261-250Х	600–1400	30	250 (85)	393	4,5	2,2	2,0; 2,5; 3,2; 4,0	150	0,12	0,24
ДЧ261-320	600–1400	30	320 (85)	502	5,3	1,7	3,2; 4,0; 5,0	150	0,12	0,24
ДЧ261-320Х	600–1400	30	320 (85)	502	5,3	1,7	3,2; 4,0; 5,0	150	0,12	0,24
ДЧ271-400	600–1400	40	400 (85)	628	8	2,3	2,0; 2,5; 3,2; 4,0	150	0,07	0,44
ДЧ271-400Х	600–1400	40	400 (85)	628	8	2,3	2,0; 2,5; 3,2; 4,0	150	0,07	0,44
ДЧ271-500	600–1400	40	500 (85)	785	9	1,85	3,2; 4,0; 5,0	150	0,07	0,44
ДЧ271-500Х	600–1400	40	500 (85)	785	9	1,85	3,2; 4,0; 5,0	150	0,07	0,44
ДЧ233-200	1200–3600	40	200 (85)	314	4,8	3,5	1,0*; 1,25**; 1,6; 2,0; 2,5; 3,2***	125	0,04	0,18
ДЧ233-250	1200–3600	40	250 (85)	393	5,5	3	1,6; 2,0; 2,5; 3,2; 4,0; 5,0***	125	0,04	0,18
ДЧ233-320	1200–3600	40	320 (85)	502	6,5	2,5	2,5; 3,2; 4,0; 5,0; 6,3***	125	0,04	0,18
ДЧ243-630	1200–1800	40	630 (85)	989	10	2,8	3,2; 4,0; 5,0; 6,3	140	0,027	0,26
ДЧ243-800	1200–1800	40	800 (85)	1255	12,5	2,2	4,0; 5,0; 6,3	140	0,027	0,26
ДЧ243-1000	1200–1800	40	1000 (85)	1570	14,5	1,75	5,0; 6,3	140	0,027	0,26
ДЧ253-630	1200–3600	120	630 (85)	989	15	3,2	1,6**; 2,0; 2,5; 3,2; 4,0***	125	0,02	0,55
ДЧ253-800	1200–3600	120	800 (85)	1255	20	2,8	2,0**; 2,5; 3,2; 4,0; 5,0***	125	0,02	0,55
ДЧ253-1000	1200–3600	120	1000 (85)	1570	25	2,3	2,5**; 3,2; 4,0; 5,0; 6,3***	125	0,02	0,55
ДЧ273-1600	1200–3600	200	1600 (85)	2512	40	2,3	3,2; 4,0; 5,0; 6,3***; 8,0***	125	0,01	1,6
ДЧ273-2000	1200–3600	200	2000 (85)	3140	50	1,85	4,0; 5,0; 6,3; 8,0***; 10,0***	125	0,01	1,6

\* Для класса 12.  
 \*\* Для классов 12–16.  
 \*\*\* Для классов 24–36

Таблица П1.2

## Быстровосстанавливающиеся лавинные диоды

Тип диода	$U_{RRM}$ , В	$I_{RRM}$ , мА	$I_{FIV}$ , А ( $T_C$ , °C)	$I_{FRMS}$ , А	$I_{FSM}$ , кА ( $T_J = T_{Jmax}$ )	$U_{FM}$ , В	$t_{rr}$ , мкс	$U_{BR}$ , В	$P_{RSM}$ , кВт	$T_{Jmax}$ , °C	$R_{\theta jcs}$ , °C/Вт	Масса диода, кг
ДЧЛ133-200	1600–2200	40	200 (85)	314	4,8	3,5	1,25*; 1,60; 2,00; 2,50	1700–2300	16	125	0,05	0,18
ДЧЛ133-250	1600–2200	40	250 (85)	393	5,5	3	1,60*; 2,00; 2,50; 3,20	170–2300	16	125	0,05	0,18
ДЧЛ133-320	1600–2200	40	320 (85)	502	6,5	2,5	2,00*; 2,50; 3,20; 4,00	1700–2300	16	125	0,05	0,18
ДЧЛ233-200	800–1500	40	200 (90)	314	4,8	3,5	1,00**; 1,25; 1,60; 2,00	900–1600	16	125	0,04	0,12
ДЧЛ233-250	800–1500	40	250 (90)	393	5,5	3	1,25**; 1,60; 2,00; 2,50	900–1600	16	125	0,04	0,12
ДЧЛ233-320	800–1500	40	320 (90)	502	6,5	2,5	1,60; 2,00; 2,50; 3,20	900–1600	16	125	0,04	0,12
ДЧЛ153-630	1600–2000	150	630 (85)	989	16	3,2	1,60*; 2,00; 2,50	1700–2100	16	125	0,02	0,55
ДЧЛ153-800	1600–2000	150	800 (85)	1255	18	2,8	2,00*; 2,50; 3,20	1700–2100	16	125	0,02	0,55
ДЧЛ153-1000	1600–2000	150	1000 (85)	1570	20	2,3	2,50*; 3,20; 4,00	1700–2100	16	125	0,02	0,55

\* Для класса 16.

\*\* Для классов 8-12.

Таблица П1.3

Диоды с мягким восстановлением

Тип диода	$U_{RRM}$ , В	$I_{RRM}$ , мА	$I_{FAV}$ , А ( $T_c$ , °C)	$I_{FRMS}$ , А	$I_{FSM}$ , кА ( $T_j = T_{jmax}$ )	$U_{FM}$ , В	$K_{rr}$	$t_{rr}$ , мкс	$U_{BR}$ , В	$P_{KSM}$ , кВт	$T_{jmax}$ , °C	$R_{\theta jc}$ , °C/Вт	Масса диода, кг
ДЧЛ333-200	1600–2200	40	200 (85)	314	4,8	3,5	3	1,25*; 1,60; 2,00; 2,50	1700–2300	16	125	0,05	0,18
ДЧЛ333-250	1600–2200	40	250 (85)	393	5,5	3	3	1,60*; 2,00; 2,50; 3,20	1700–2300	16	125	0,05	0,18
ДЧЛ333-320	1600–2200	40	320 (85)	502	6,5	2,5	3	2,00*; 2,50; 3,20; 4,00	1700–2300	16	125	0,05	0,18
ДЧЛ433-200	800–1500	40	200 (85)	314	4,8	3,9	3	0,80**; 1,00; 1,25; 1,60; 2,00	900–1600	16	125	0,04	0,12
ДЧЛ433-250	800–1500	40	250 (85)	393	5,5	3,5	3	1,00**; 1,25; 1,60; 2,00; 2,50	900–1600	16	125	0,04	0,12
ДЧЛ433-320	800–1500	40	320 (85)	502	6,5	2,7	3	1,25**; 1,60; 2,00; 2,50; 3,20	900–1600	16	125	0,04	0,12
ДЧЛ253-630	1600–2000	150	630 (85)	989	16	3,2	3	1,25*; 1,60; 2,00; 2,50	1700–2100	16	125	0,02	0,55
ДЧЛ253-800	1600–2000	150	800 (85)	1255	18	2,8	3	1,60*; 2,00; 2,50; 3,20	1700–2100	16	125	0,02	0,55
ДЧЛ253-1000	1600–2000	150	1000 (85)	1570	20	2,3	3	2,00*; 2,50; 3,20; 4,00	1700–2100	16	125	0,02	0,55

\* Для класса 16.

\*\* Для классов 8–12.

Таблица П1.4

## Лавинные диоды

Тип диода	$U_{RRM}$ , В	$I_{RRM}$ , мА	$I_{FAV}$ , А ( $T_C$ , °C)	$I_{FRMS}$ , А	$I_{FSM}$ , кА ( $T_J = T_{max}$ )	$U_{FM}$ , В	$U_{BR}$ , В	$P_{RSM}$ , кВт	$T_{jmax}$ , °C	$R_{thjc}$ , °C/Вт	Масса диода, кг
ДЛ161-200	400–1800	25	200 (115)	314	7,5	1,4	500–2250	16	150	0,13	0,24
ДЛ171-320	400–1800	25	320 (115)	502	10	1,4	500–2250	16	150	0,085	0,44
ДЛ123-320	400–1600	25	320 (113)	502	5,5	1,65	500–2000	16	150	0,75	0,07
ДЛ133-500	400–1600	25	500 (123)	785	12	1,5	500–2000	16	150	0,04	0,18
ДЛ153-1250	2200–3200	50	1250 (115)	1960	26	2	2750–4000	16	175	0,02	0,55
ДЛ153-1600	2200–3200	50	1600 (100)	2512	26	2	2750–4000	16	175	0,02	0,55
ДЛ153-2000	1600–2000	50	2000 (100)	3140	30	1,8	2000–2500	16	175	0,02	0,55
ДЛ253-1600	1600–2400	60	1600 (100)	2512	27	2	2000–3000	16	175	0,02	0,55
ДЛ253-2000	1600–2400	60	2000 (100)	3140	30	1,8	2000–3000	16	175	0,02	0,55
ДЛ173-3200	2400–3200	100	3200 (100)	5024	45	2,2	3000–4000	16	175	0,011	1,50
ДЛ173-4000	1600–2400	100	4000 (100)	6280	50	2,2	2000–3000	16	175	0,011	1,50

Таблица П1.5

Силовые выпрямительные диоды

Тип диода	$U_{RRM}, В$	$I_{RRM}, мА$	$I_{FAV}, А$ ( $T_c = 25^\circ C$ )	$I_{FRMS}, А$	$I_{FSM}, кА$ ( $T_j = T_{max}$ )	$U_{FM}, В$	$T_{jmax}, ^\circ C$	$R_{\theta jc}, ^\circ C/Вт$	Масса диода, кг
Д161-200	300–1800	40	200 (145)	314	5,5	1,35	190	0,15	0,24
Д161-200Х	300–1800	40	200 (125)	314	5,5	1,35	190	0,15	0,24
Д161-250	300–1800	40	250 (140)	393	6,4	1,35	190	0,15	0,24
Д161-250Х	300–1800	40	250 (140)	393	6,4	1,45	190	0,14	0,24
Д161-320	300–1800	40	320 (130)	502	7,5	1,35	190	0,15	0,24
Д161-320Х	300–1800	40	320 (130)	502	7,5	1,5	190	0,13	0,24
Д161-400	300–1800	40	400 (124)	628	8,25	1,4	190	0,13	0,24
Д171-400	300–1200	50	400 (145)	628	14	1,45	190	0,085	0,44
Д171-500	600–1800	50	500 (105)	785	14	1,4	190	0,075	0,44
Д123-200	4600–6000	35	200 (110)	314	3	2,5	150	0,08	0,065
Д123-250	3000–4400	30	250 (108)	393	4	2,2	150	0,078	0,065
Д123-320	1800–2800	25	320 (130)	502	5,5	2	175	0,075	0,065
Д123-500	400–1600	25	500 (105)	785	7,5	1,55	190	0,075	0,065
Д133-400	1000–4000	50	400 (117)	628	7	2,1	150	0,036	0,18
Д133-500	1000–2800	50	500 (140)	785	11	1,7	175	0,036	0,18
Д133-630	1000–3200	35	630 (129)	989	11	1,6	175	0,04	0,18
Д133-800	400–2000	40	800 (145)	1255	12	1,6	190	0,036	0,18
Д133-1000	400–2000	40	1000 (133)	1570	16	1,55	190	0,036	0,12
Д233-500	1000–4400	35	500 (108)	785	7	2	150	0,04	0,18
Д233-1000	400–2000	40	1000 (125)	1570	16	1,55	190	0,03	0,18
Д143-630	2400–4000	50	630 (112)	989	10,5	2,1	150	0,027	0,26
Д143-800	1800–2800	50	800 (136)	1255	18	1,55	175	0,027	0,26
Д143-1000	400–1800	65	1000 (148)	1570	18	1,55	190	0,027	0,26
Д143-1250	400–2000	70	1250 (135)	1960	20	1,65	190	0,027	0,26
Д243-800	2400–4400	45	800 (102)	1255	12,5	1,95	150	0,03	0,26
Д243-1000	1800–3200	50	1000 (127)	1570	18	1,65	175	0,03	0,26

Окончание табл. П1.5

Тип диода	$U_{RRM}$ , В	$I_{RRM}$ , мА	$I_{FAV}$ , А ( $T_c$ , °C)	$I_{FRMS}$ , А	$I_{FSM}$ , кА ( $T_j = T_{jmax}$ )	$U_{FM}$ , В	$T_{jmax}$ , °C	$R_{\theta jc}$ , °C/Вт	Масса диода, кг
Д1253–1600	400–2200	90	1600 (150)	2512	35	1,5	190	0,018	0,55
Д1253–2000	400–2400	55	2000 (138)	3140	35	1,55	190	0,018	0,55
Д1353–800	4400–6000	100	800 (90)	1255	12	3,5	140	0,02	0,55
Д1353–1250	2200–3400	50	1250 (100)	1960	24	2,2	175	0,02	0,55
Д1353–1600	2200–3400	50	1600 (100)	2512	26	2	175	0,02	0,55

# ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ТИРИСТОРЫ. СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ

Таблица П2.1

## Тиристоры быстродействующие

Тип тири- стора	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAIV}$ , А ( $T_c$ , °C)	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TMS}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_p/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$T_{jmin}$ , °C	$T_{jmax}$ , °C
ТБ261-125	600–1400	25	125 (90)	196	3,5	2,3	1000	500; 1000	2,5	250	20; 25; 32; 40	–60	125
ТБ261-160	600–1400	25	160 (90)	251	4	1,85	1000	500; 1000	2,5	250	20; 25; 32; 40	–60	125
ТБ271-200	600–1400	35	200 (90)	314	6	2,3	1000	500; 1000	2,5	250	20; 25; 32; 40	–60	125
ТБ271-250	600–1400	35	250 (90)	393	7	1,9	1000	500; 1000	2,5	250	20; 25; 32; 40	–60	125
ТБ133-250	1000–2400	40	250 (85)	393	5,4	3	1000	500; 1000	2,5	250	20; 25; 32; 40; 50; 63	–60	125
ТБ133-320	1000–2400	40	320 (85)	502	6	2,5	1000	500; 1000	2,5	250	25; 32; 40; 50; 63	–60	125
ТБ133-400	1000–2400	40	400 (85)	628	6,6	2	1000	500; 1000	2,5	250	32; 40; 50; 63	–60	125
ТБ233-200	400–1500	40	200 (85)	314	4	3,5	1000	500; 1000	2,5	250	6,3; 8; 10; 12,5; 16; 20; 25; 32	–60	125
ТБ233-250	400–1500	40	250 (85)	393	5,4	3	1000	500; 1000	2,5	250	8; 10; 12,5; 16; 20; 25; 32	–60	125
ТБ233-320	400–1500	40	320 (85)	502	6	2,5	1000	500; 1000	2,5	250	10; 12,5; 16; 20; 25; 32	–60	125
ТБ333-250	1400–2200	35	250 (85)	393	5,4	3	500; 1000	500; 1000	2,5	250	16*; 20; 25; 32; 40; 50; 63	–60	125
ТБ333-320	1400–2200	35	320 (85)	502	6	2,5	500; 1000	500; 1000	2,5	250	20*; 25; 32; 40; 50; 63	–60	125
ТБ333-400	1400–2200	35	400 (85)	628	6,6	2	500; 1000	500; 1000	2,5	250	25*; 32; 40; 50; 63	–60	125
ТБ433-200	600–1500	35	200 (85)	314	4	3,5	1000	500; 1000	2,5	250	6,3; 8; 10; 12,5	–60	125
ТБ433-250	600–1500	35	250 (85)	393	5,4	3	1000	500; 1000	2,5	250	8; 10; 12,5	–60	125
ТБ433-320	600–1500	35	320 (85)	502	6	2,5	1000	500; 1000	2,5	250	10; 12,5	–60	125



Окончание табл. П2.1

Тип тиристора	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAV}$ , А ( $T_c, ^\circ\text{C}$ )	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TSM}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_D/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$T_{jmin}$ , $^\circ\text{C}$	$T_{jmax}$ , $^\circ\text{C}$
ТБ933-250	2400-3600	50	250 (85)	393	5,4	3	1000	500; 1000	2,5	250	50; 63; 80; 100; 125	-60	125
ТБ143-400	1000-2400	70	400 (85)	628	7,5	3	1000	500; 1000	2,5	320	20; 25; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ143-500	1000-2400	70	500 (85)	785	9	2,5	1000	500; 1000	2,5	320	25; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ143-630	1000-2400	70	630 (85)	989	10,5	2	1000	500; 1000	2,5	320	32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ243-400	1000-1600	70	400 (85)	628	7,5	2,3	1000	500; 1000	2,5	280	16; 20; 25; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ243-500	1000-1600	70	500 (85)	785	9	2,6	1000	500; 1000	2,5	280	25*; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ243-630	1000-1600	70	630 (85)	989	10,5	2,1	1000	500; 1000	2,5	280	25*; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ943-400	2400-3600	70	400 (85)	628	7,5	3	1000	500; 1000	2,5	320	50; 63; 80; 100; 125	-60	125
ТБ153-630	1000-2400	120	630 (85)	989	16	3,2	1000	500; 1000	2,5	400	16*; 20; 25; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ153-800	1000-2400	120	800 (85)	1255	17	2,8	1000	500; 1000	2,5	400	16*; 20*; 25; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ153-1000	1000-2400	120	1000 (85)	1570	18	2,3	1000	500; 1000	2,5	400	20*; 25; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ453-630	1600-2000	120	630 (85)	989	16	3,2	1000	500; 1000	2,5	400	20; 25; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ453-800	1600-2000	120	800 (85)	1255	17	2,8	1000	500; 1000	2,5	400	25; 32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ453-1000	1600-2000	120	1000 (85)	1570	18	2,3	1000	500; 1000	2,5	400	32; 40; 50; 63	-60	125
ТБ953-630	2400-3600	150	630 (85)	989	16	3,2	1000	500; 1000	2,5	400	50; 63; 80; 100; 125	-60	125
ТБ173-1600	1000-2400	150	1600 (85)	2512	32	2,3	1000	500; 1000	5	400	32; 40; 50; 63; 80	-60	125
ТБ173-2000	1000-2400	150	2000 (85)	3140	40	1,85	1000	500; 1000	5	400	40; 50; 63	-60	125
ТБ373-1600	3600-5000	200	1600 (85)	2512	20	3,4	500	1000	5	400	100; 125; 160; 200	-60	125

\* Для класса 14-16.

\*\* Для классов 10-14.

Таблица П2.2

Тиристоры лавинные

Тип тири- стора	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TA\delta}$ , А ( $T_C$ , °C)	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TM}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_D/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T_f=25^{\circ}\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T_f=25^{\circ}\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$T_{jmin}$ , °C	$T_{jmax}$ , °C	$R_{\theta jc}$ , °C/Вт	$M$ , Н·м	$F$ , кН	Масса тири- стора, кг
ТЛ271- 250	600–1200	35	250 (100)	393	8	1,9	125	320; 500; 1000	3	0,25	80; 100	–60	140	0,08	30+/ –5		0,44
ТЛ271- 320	600–1200	35	320 (100)	502	9	1,65	125	320; 500; 1000	3	0,25	80; 100	–60	140	0,08	30+/ –5		0,44

Таблица П2.3

## Тиристоры быстродействующие импульсные

Тип тиристора	$U_{DM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAV}$ , А ( $T_C$ , °C)	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TM}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_D/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$U_{TO}$ , В	$r_{TS}$ , МОм	$Q_{rr}$ , мкК	$T_{min}$ , °C	$T_{jmax}$ , °C
ТБИ133-400	300–1100	50	400 (90)	628	7	2,4	1600	1000	2,5	0,3	6,3; 8; 10; 12,5; 16	1,35	0,85	100	–60	125
ТБИ233-320	1200–2400	50	320 (85)	502	6,3	2,6	1600	1000	2,5	0,3	25; 32; 40	1,5	1,25	250	–60	125
ТБИ333-400	800–1500	50	400 (90)	628	7	2,4	1600	1000	2,5	0,3	16; 20; 25; 32; 40	1,35	0,85	250	–60	125
ТБИ433-400	300–1100	50	400 (80)	628	7	2,4	1600	1000	2,5	0,3	6,3; 8; 10; 12,5; 16	1,35	0,85	100	–60	125
ТБИ143-400	800–1500	70	400 (90)	628	8	2,85	2000	1000	2,5	0,3	6,3; 8; 10; 12,5	1,5	0,25	150	–60	125
ТБИ143-500	800–1500	50	500 (85)	785	9	2,4	2000	1000	2,5	0,3	12,5; 16; 20; 25	1,4	0,8	200	–60	125
ТБИ143-630	800–1500	50	630 (80)	989	10	2,3	2000	1000	2,5	0,3	16; 20; 25	1,2	0,65	250	–60	125
ТБИ243-400	1200–2200	70	400 (85)	628	8	2,85	2000	1000	2,5	0,3	20; 25; 32	1,5	1,4	300	–60	125
ТБИ243-500	1200–2200	70	500 (84)	800	9	2,4	2000	1000	2,5	0,3	25; 32	1,4	0,8	300	–60	125
ТБИ243-630	1200–2200	70	630 (77)	989	10	2,3	2000	1000	2,5	0,3	25; 32; 40	1,2	0,65	350	–60	125

Продолжение табл. П2.3

Тип тиристо- ра	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAV}$ , А ( $T_c$ , °C)	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TSM}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_D/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$U_{TO}$ , В	$r_{TS}$ , мОм	$Q_{rr}$ , мкК	$T_{jmin}$ , °C	$T_{jmax}$ , °C
ТБИ443- 400	800—1500	70	400 (87)	628	8	2,85	2000	1000	2,5	0,3	8; 10; 12,5	1,5	1,25	150	-60	125
ТБИ443- 500	800—1500	50	500 (84)	785	9	2,4	2000	1000	2,5	0,3	12,5; 16; 20; 25	1,4	0,8	200	-60	125
ТБИ443- 630	800—1500	50	630 (77)	989	10	2,3	2000	1000	2,5	0,3	16; 20; 25	1,2	0,65	250	-60	125
ТБИ643- 500	300—1000	70	500 (92)	785	9	2,4	2000	1000	2,5	0,3	5; 6,3	1,4	0,5	70	-60	125
ТБИ153- 1000	800—1500	120	1000 (80)	1570	20	2,3	2000	1000	2,5	0,3	10; 12,5; 16; 20	1,35	0,35	300	-60	125
ТБИ153- 1250	800—1500	120	1250 (70)	1960	21	2,15	2000	1000	2,5	0,3	10; 12,5; 16; 20; 25	1,25	0,3	350	-60	125
ТБИ253- 800	1200—2200	120	800 (85)	1255	17	2,6	2000	1000	2,5	0,3	20; 25; 32	1,4	0,55	400	-60	125
ТБИ253- 1000	1200—2200	120	1000 (75)	1570	18	2,35	2000	1000	2,5	0,3	20; 25; 32	1,25	0,5	450	-60	125
ТБИ353- 800	2200—3400	150	800 (81)	1255	16	2,6	2000	1000	2,5	0,3	63; 80; 100	1,6	0,51	1200	-60	125
ТБИ173- 2000	400—1400	200	200 (85)	3140	40	2	2000	1000	2,5	0,3	16; 20; 25	1,28	0,09	400	-60	125
ТБЧ143- 500	300—1100	70	500 (85)	785	9	2,4	1600	1000	2,5	0,3	5; 6,3	1,4	0,8	80	-60	125

Окончание табл. П2.3

Тип тиристо- ра	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAV}$ , А ( $T_C$ , °C)	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TM}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_D/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$U_{TO}$ , В	$r_{TS}$ , МОм	$Q_{rr}$ , мкК	$T_{jmin}$ , °C	$T_{jmax}$ , °C
ТБЧ153- 800	800–1500	120	800 (85)	1255	18	2,6	1600	1000	2,5	0,3	8; 10; 12,5; 16	1,5	0,5	250	–60	125
ТБЧ153- 1000	800–1500	120	1000 (80)	1570	19	2,3	1600	1000	2,5	0,3	10; 12,5; 16; 20	1,35	0,35	300	–60	125

Таблица П2.4

Тиристоры силовые

Тип ти- ристора	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAV}$ , А ( $T_c$ , °С)	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TSM}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_D/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$T_{jmin}$ , °С	$T_{jmax}$ , °С	$R_{thja}$ , °С/Вт
T161-125	300–1800	15	125 (90)	196	2,5	1,75	125	20–1000	3,5	0,2	80; 100; 160; 250	–60	125	0,15
T161-160	300–1800	15	160 (87)	251	4	1,7	125	20–1000	3,5	0,2	80; 100; 160; 250	–60	125	0,15
T161-200	300–1800	15	200 (87)	314	5	1,6	160	20–1000	3,5	0,2	250	–60	125	0,13
T261-160	300–1600	20	160 (85)	251	3	2	125	20–1000	3,5	0,2	80; 100; 160	–60	125	0,13
T171-200	300–1800	30	200 (90)	314	5	1,75	125	20–1000	3,5	0,2	80; 100; 160; 250	–60	125	0,1
T171-250	300–1800	30	250 (85)	393	6	1,75	125	20–1000	3,5	0,2	80; 100; 160; 250	–60	125	0,1
T171-320	300–1800	30	320 (87)	502	8,5	1,6	320	20–1000	3,5	0,2	80; 100; 160; 250	–60	125	0,085
T271-250	100–800	50	250 (115)	393	10	1,5	320	20–1000	5,5	0,15	80; 100; 160; 250	–60	150	0,09
T271-320	100–800	50	320 (117)	502	11,5	1,25	320	20–1000	5,5	0,15	80; 100; 160; 250	–60	150	0,09
T123-200	400–1600	15	200 (95)	314	4	1,9	200	200–1600	3,5	0,2	80; 100; 125; 160; 250; 500	–60	125	0,08
T123-250	400–1600	15	250 (92)	393	4,5	1,75	200	200–1600	3,5	0,2	160; 250; 500	–60	125	0,075
T123-320	400–1600	15	320 (90)	502	5	1,75	200	200–1600	3,5	0,2	160; 250; 500	–60	125	0,07
T133-320	900–2400	30	320 (98)	502	7	2	200	200–1600	3,5	0,3	160; 200; 250; 320; 400; 500	–60	125	0,04
T133-400	400–1600	30	400 (93)	628	8	1,75	200	200–1600	3,5	0,2	100; 160; 250; 500	–60	125	0,045
T133-500	100–800	50	500 (120)	785	10	1,5	320	500; 1000; 1600	3,5	0,15	100; 125; 160; 250	–60	150	0,035

Продолжение табл. П2.4

Тип ти- ристора	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAV}$ , А ( $T_c$ , °С)	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TM}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_D/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$T_{jmin}$ , °С	$T_{jmax}$ , °С	$R_{thjc}$ , °С/Вт
Т133-630	100–800	50	630 (120)	989	12	1,45	320	500; 1000; 1600	3,5	0,15	100; 125; 160; 250	–60	150	0,035
Т233-400	1200– 1800	60	400 (82)	628	8	2	320	500; 1000	2,5	0,28	100; 125; 160	–60	125	0,045
Т233-500	1200– 1800	60	500 (82)	785	8,5	1,7	320	500; 1000	2,5	0,28	100; 125; 160	–60	125	0,045
Т333-250	1600– 2400	70	250 (85)	393	6	2,5	320	500; 1000	2,5	0,28	125; 160; 200; 250	–60	125	0,045
Т333-320	1600– 2400	70	320 (85)	502	7	2,1	320	500; 1000	2,5	0,28	125; 160; 200; 250	–60	125	0,045
Т433-250	2400– 3200	70	250 (85)	393	6	2,6	800	200-1600	2,5	0,25	160; 200; 250; 320; 400; 500	–60	125	0,045
Т933-160	3800– 4400	70	160 (85)	251	4	3	500	200-1600	2,5	0,25	400; 500	–60	125	0,045
Т143-400	1800– 2400	50	400 (96)	628	9	2,15	200	200-1600	3,5	0,3	160; 200; 250; 400; 500	–60	125	0,034
Т143-500	400–1600	30	500 (94)	785	11	1,8	200	200-1600	3,5	0,25	100; 125; 160; 200; 250; 400; 500	–60	125	0,034
Т143-630	400–1600	30	630 (93)	989	13	1,65	200	200-1600	3,5	0,25	63; 80; 100; 125; 160; 200; 250; 400; 500	–60	125	0,03
Т143-800	900–1600	30	800 (85)	1255	14	1,75	200	200-1600	3,5	0,25	80; 100; 125; 160; 200; 250; 400; 500	–60	125	0,03
Т143- 1000	100–1000	70	1000 (100)	1570	19	1,5	320	500; 1000; 1600	3,5	0,2	160; 250; 320; 400; 500	–60	150	0,028
Т143- 1250	100–800	70	1250 (95)	1960	21	1,5	320	500; 1000; 1600	3,5	0,2	160; 250; 320; 400; 500	–60	150	0,028

Продолжение табл. П2.4

Тип ти- ристора	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAV}, A$ ( $T_c, ^\circ C$ )	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TM}$ , В	$(dt/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}, B$ ( $T=25^\circ C$ )	$I_{GT}, A$ ( $T=25^\circ C$ )	$t_q$ , мкс	$T_{jmin},$ $^\circ C$	$T_{jmax},$ $^\circ C$	$R_{thjg},$ $^\circ C/Вт$
T243-500	1800– 2800	50	500 (91)	785	10	2	200	200–1600	3,5	0,3	320; 400; 500	–60	125	0,034
T243-630	1200– 1800	70	630 (85)	989	10	1,9	320	500; 1000	2,5	0,28	125; 160; 200	–60	125	0,035
T243-800	1200– 1800	70	800 (80)	1255	14	1,7	320	500; 1000	2,5	0,28	125; 160; 200	–60	125	0,035
T343-500	1600– 2400	100	500 (85)	785	8	2,3	320	500; 1000	2,5	0,28	125; 160; 200	–60	125	0,035
T343-630	1600– 2400	100	630 (85)	989	9	1,9	320	500; 1000	2,5	0,28	125; 160; 200	–60	125	0,035
T153-630	2000– 2400	50	630 (93)	989	16,5	2,1	200	200–1600	3,5	0,3	160; 250; 320; 500	–60	125	0,024
T153-800	1000– 1800	50	800 (90)	1255	20	1,9	200	200–1600	3,5	0,3	160; 250; 500	–60	125	0,024
T153- 1600	100–800	100	1600 (100)	2512	30	1,5	320	500; 1000; 1600	3,5	0,2	160; 200; 250; 400; 500	–60	140	0,016
T153- 2000	100–800	100	2000 (95)	3140	36	1,45	320	500; 1000; 1600	3,5	0,2	160; 200; 250; 400; 500	–60	140	0,016
T253-500	5200– 6000	150	530 (80)	832	10	2,4	100	500; 1000; 1600	3,5	0,35	160; 250; 320; 500	–60	120	0,026
T253-800	2000– 2400	70	800 (91)	1255	17	2,1	200	200–1600	3,5	0,3	160; 250; 320; 500	–60	125	0,02
T253- 1000	1000– 1800	70	1000 (90)	1570	22	1,8	200	200–1600	3,5	0,3	160; 250; 500	–60	125	0,02
T253- 1250	400–1800	70	1250 (92)	1960	28	1,6	200	200–1600	3,5	0,3	80; 100; 160; 250; 320; 500	–60	125	0,018
T353-800	2400– 3400	70	800 (88)	1255	17	2,2	100	1000; 1600; 2500	5	0,3	320; 500	–60	125	0,02



Продолжение табл. П2.4

Тип ти- ристора	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAV}$ , А ( $T_c$ , °С)	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TSM}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_{D}/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T=25^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T=25^\circ\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$T_{jmin}$ , °С	$T_{jmax}$ , °С	$R_{thjg}$ , °С/Вт
T353- 1000	2000– 2800	70	1000 (88)	1570	19	2	200	200–1600	3,5	0,3	320; 500	–60	125	0,018
T453-630	1200– 3600	100	630 (95)	989	14	2,2	1000	500; 1000	3	0,25	160; 250; 320	–60	125	0,021
T453-800	1200– 3600	100	800 (88)	1255	16	2,3	1000	500; 1000	3	0,25	160; 250; 320	–60	125	0,02
T453- 1000	1000– 1800	70	1000 (94)	1570	24	1,8	1000	200–1600	3,5	0,3	100; 160	–60	125	0,018
T453- 1250	1200– 1800	100	1250 (85)	1960	24	1,8	1000	200–1600	3	0,3	80; 100; 125; 160	–60	125	0,02
T553-500	3400– 4400	100	500 (95)	785	13	2,4	630	500; 1000	3	0,25	250; 320; 400	–60	125	0,021
T553-630	3800– 4400	100	630 (92)	989	14	2,3	630	500; 1000	3	0,25	320; 400; 500	–60	125	0,021
T553-800	3400– 4200	100	800 (82)	1255	15	2,6	630	500; 1000	3	0,25	320; 400; 500	–60	125	0,021
T173- 1600	3200– 3600	150	1600 (85)	2512	36	2,05	250	1000; 1600	3	0,3	250; 320; 500	–60	125	0,01
T173- 2000	2000– 2400	150	2000 (85)	3140	46	1,6	300	1000; 1600	3	0,3	200; 250; 320	–60	125	0,01
T173- 2500	1500– 1800	150	2500 (85)	3952	50	1,55	300	1000; 1600	3	0,3	200; 250; 320	–60	125	0,01
T173- 3200	200–1000	200	3300 (95)	5275	60	1,5	320	500	2,5	0,3	200; 250; 320	–60	140	0,01
T273- 1250	3800– 4400	150	1250 (85)	1960	33	2,1	250	1000; 1600	3	0,3	250; 320; 500	–60	125	0,01
T993- 2000	4000– 6000	300	2000 (85)	3140	50	2,1	800	1000	3,5	0,4	630	–60	125	0,008

Окончание табл. П2.4

Тип ти- ристора	$U_{DRM}(U_{RRM})$ , В	$I_{DRM}(I_{RRM})$ , мА	$I_{TAV}$ , А ( $T_c$ , °С)	$I_{TRMS}$ , А	$I_{TSM}$ , кА	$U_{TM}$ , В	$(di_T/dt)_{crit}$ , А/мкс	$(du_D/dt)_{crit}$ , В/мкс	$U_{GT}$ , В ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$ , А ( $T_f=25^\circ\text{C}$ )	$t_q$ , мкс	$T_{jmin}$ , °С	$T_{jmax}$ , °С	$R_{\theta j\epsilon}$ , °С/Вт
Т993- 2500	2600— 4000	300	2500 (85)	3925	70	1,25	1000	1000	3,5	0,4	500	-60	125	0,0075
Т993- 3200	1600— 2000	300	3200 (85)	5024	75	1,8	1000	1000	3,5	0,4	500	-60	125	0,007

# ПРИЛОЖЕНИЕ 3. КОНДЕНСАТОРЫ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИХ УСТАНОВОК ЧАСТОТОЙ 0,5–10 КГЦ

## Справочные данные

Тип, номинал	Номинальная мощность, квар	Емкость, мкф	Тангенс угла по- терь	Габаритные размеры, мм
ЭЭВК-0,8–0,5УЗ, ТЗ	300	149,30	2,0·10–3 (УЗ) 1,6·10–3 (ТЗ)	380×120×450
ЭЭВК 1–0,5 УЗ, ТЗ		95,50		
ЭЭВК-1,6–0,5УЗ, ТЗ		37,30		
ЭЭВК-2–0,5 УЗ, ТЗ		23,90		
ЭЭВК-0,8–1 УЗ.ТЗ	450	112,00		
ЭЭВК-1–1 УЗ.ТЗ		71,70		
ЭЭВК-1,6–1 УЗ.ТЗ		28,00		
ЭЭВК-2–1 УЗ.ТЗ		17,90		
ЭЭВК-0,5–2,4 УЗ. ТЗ	550	146,00		
ЭЭВК-0,8–2,4УЗ.ТЭ		57,00		
ЭЭВК-1–2 ЛУЭ, ТЭ		36,50		
ЭЭВК-1,6–2,4УЗ, ТЗ		14,25		
ЭЭВК 2–2,4 УЗ, ТЭ		9,10		
ЭЭВК-0,5–4УЗ, ТЗ		87,58		
ЭЭВК-0,8–4УЭ, ТЗ		34,21		
ЭЭВК-1–4УЗ, ТЗ		21,89		
ЭЭВК-1,6–4 УЗ, ТЭ		8,55		
ЭЭВК-2–4 УЗ, ТЗ		5,47		
ЭЭВК-0,5–10УЗ, ТЗ	650	41,40	2,0–10	380×120×460
ЭЭВК-0,8–10УЗ, ТЗ		16,17		
ЭЭВКН-0,8–1УЗ	400	99,50		
ЭЭВКН-0,8–2,4УЗ	450	46,65		
ЭЭВКН-1,6–2,4УЗ		11,66		
ЭЭВКН-0,8–4УЗ	550	28,00		
ЭЭВКН-0,5–10УЗ		35,00		
ЭЭВКН-1–2,4УЗ	450	29,86		
ЭЭВКН-0,8–4УЗ		28,00		
ЭЭВКН-1–4УЗ		17,90		
ЭЭВКН-0,8–10УЗ	550	13,68		

Окончание табл.

Тип, номинал	Номинальная мощность, квар	Емкость, мкф	Тангенс угла по- терь	Габаритные размеры, мм
ЭЭВКП-0,8–2,4УЗ	450	46,65	2,0–10	380×120×460
ЭЭВКП-1–2,4УЗ		29,86		
ЭЭВКП-0,8–4УЗ		28,00		
ЭЭВКП-1–4УЗ		17,9		
ЭЭВКП-0,8–10УЗ	550	13,68		

Примечание. Масса у всех конденсаторов 35 кг; данные соответствуют ТУ 647 РК-00213457.005–95.

Пример обозначения конденсатора ЭЭВКП-0,8-2,4УЗ:

Э — конденсатор электротермический;

Э — род пропитки — экологически безопасная жидкость;

В — водяное охлаждение;

К — комбинированный диэлектрик;

П — подстроечный;

0,8 — номинальное напряжение, кВ;

2,4 — номинальная частота, кГц;

У — климатическое исполнение;

3 — категория размещения.

.....

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

.....

1. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника: лабораторные работы на ПК / С. Г. Герман-Галкин. Санкт Петербург : КОРОНА принт, 2002. 304 с.
2. Забродин Ю. С. Промышленная электроника : учеб. для вузов / Ю. С. Забродин. Москва : Высш. школа, 1982. 496 с.
3. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники : учеб. пособие / Г. С. Зиновьев. 2-е изд., испр. и доп. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2003. 664 с.
4. Лабунцов В. А. Автономные тиристорные инверторы / В. А. Лабунцов, Г. А. Ривкин, Г. И. Шевченко. Москва : Энергия, 1967. 160 с.
5. Основы промышленной электроники: учеб. для неэлектротех. специальностей вузов / В. Г. Герасимов [и др.] ; под ред. В. Г. Герасимова. 3-е изд., перераб. и доп. Москва : Высш. шк., 1986. 336 с.
6. Плавильные комплексы на основе индукционных тигельных печей и их математическое моделирование : учеб. пособие / В. И. Лузгин [и др.]. Екатеринбург : ГОУ ВПО УГТУ—УПИ, 2005. 464 с.
7. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Design center (PSpice) / В. Д. Разевиг. Москва : СК Пресс, 1996. 272 с.
8. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнических установок / Е. И. Беркович [и др.]. Ленинград : Энергоатомиздат, 1983. 200 с.
9. Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink / И. В. Черных. Москва : ДМК Пресс ; Санкт Петербург : Питер, 2008. 288 с.

.....

# ОГЛАВЛЕНИЕ

.....

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ .....	3
ПРЕДИСЛОВИЕ .....	4
1. ИНВЕРТИРОВАНИЕ В СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ .....	5
2. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ.....	10
2.1. Формирование кривой выходного напряжения АИН в виде импульсов чередующейся полярности и одинаковой длительности .....	11
2.2. Широтно-импульсный способ формирования и регулирования выходного напряжения инвертора .....	14
2.2.1. ШИР с зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения .....	14
2.2.2. ШИР с не зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения .....	16
2.3. Формирование кривой выходного напряжения инвертора с уменьшенным содержанием высших гармоник .....	20
2.3.1. Описание принципа ШИМ.....	20
2.3.2. Применение ШИМ модуляции для управления скоростью электроприводов переменного тока.....	24
2.3.3. Особенности схем управления скоростью высоковольтных электроприводов переменного тока .....	26
3. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ ТОКА .....	30
3.1. Параллельный АИТ [2] .....	32

3.2. Последовательный АИТ .....	40
3.3. Последовательно-параллельный АИТ .....	43
3.4. Параллельно-последовательный АИТ .....	45
3.5. Применение анодных дросселей .....	47
<b>4. АВТОНОМНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ .....</b>	<b>49</b>
4.1. АИР без диодов встречного тока .....	50
4.1.1. Параллельный АИР без диодов встречного тока.....	50
4.1.2. Последовательный АИР без диодов встречного тока [2] .....	51
4.1.3. Внешние характеристики АИР [2] .....	52
4.1.4. Компенсация реактивной мощности нагрузки [2] .....	53
4.2. АИР с диодами встречного тока без умножения частоты .....	55
4.2.1. Режим прерывистого тока [2] .....	57
4.2.2. Режим граничного тока .....	58
4.2.3. Режим непрерывного тока [2] .....	58
4.3. АИР с диодами встречного тока с удвоением частоты [2] .....	61
<b>5. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ [2] .....</b>	<b>64</b>
<b>6. ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ АИ [3] .....</b>	<b>69</b>
6.1. Алгоритм программного комплекса ЭМП АИ .....	69
6.2. Описание интерфейса программного комплекса ЭМП АИ.....	73
<b>7. МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ В СПЕЦИАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ ПАКЕТАХ .....</b>	<b>81</b>
7.1. Моделирование автономного инвертора напряжения в приложении SimPowerSystems к пакету Matlab.....	81

7.2. Моделирование автономного инвертора тока в приложении SimPowerSystems к пакету Matlab.....	85
7.3. Моделирование автономного резонансного инвертора в приложении SimPowerSystems к пакету Matlab.....	87
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Диоды. Справочные данные.....	96
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Тиристоры. Справочные данные .....	102
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Конденсаторы для повышения коэффициента мощности электротермических установок частотой 0,5–10 кГц.....	113
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	114



*Учебное издание*

**Томашевский** Дмитрий Николаевич

# АВТОНОВНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Редактор И. В. Меркурьева

Верстка Е. В. Ровнушкиной

Подписано в печать 14.06.2019. Формат 70×100 1/16.  
Бумага писчая. Цифровая печать. Усл. печ. л. 9,7.  
Уч.-изд. л. 4,9. Тираж 40 экз. Заказ 163.

Издательство Уральского университета  
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ  
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5  
Тел.: 8 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41  
E-mail: [rio@urfu.ru](mailto:rio@urfu.ru)

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ  
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4  
Тел.: 8 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13  
Факс: 8 (343) 358-93-06  
<http://print.urfu.ru>



