



eISSN 2311-2468
Том 2, № 22. 2014
Vol. 2, no. 22. 2014

электронное периодическое издание
для студентов и аспирантов

Огарёв-онлайн

Ogarev-online

<https://journal.mrsu.ru>



**БЕСПАЛОВ Н. Н., ИЛЬИН М. В., КАПИТОНОВ С. С., СМОЛИН А. Н.
ОБЗОР УСТРОЙСТВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЗНАЧЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ И
ХАРАКТЕРИСТИК СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В
СОСТОЯНИИ НИЗКОЙ ПРОВОДИМОСТИ**

Аннотация. В данной статье рассмотрены существующие устройства для измерения значений параметров и характеристик силовых полупроводниковых приборов (СПП) в состоянии низкой проводимости. Показана актуальность создания современного многофункционального и универсального оборудования для диагностики СПП.

Ключевые слова: силовые полупроводниковые приборы, диод, тиристор, параметры, измерение, диагностика, проверка.

**BESPALOV N. N., ILYIN M. V., KAPITONOV S. S., SMOLIN A. N.
A REVIEW OF DEVICES FOR PARAMETER MEASUREMENT OF POWER
SEMICONDUCTORS IN A LOW CONDUCTIVITY**

Abstract. This article considers the current devices to measure power semiconductors in a low conductivity state. The authors demonstrate an acute need to design an up-to-date general-purpose device to test power semiconductors.

Keywords: power semiconductor devices, diode, thyristor, parameters, measurement, diagnostics, test.

При производстве силовых полупроводниковых приборов (СПП), преобразователей электрической энергии, а также эксплуатации устройств на основе СПП имеется задача определения значений параметров и характеристик приборов [1, 2]. На основе результатов измерения осуществляется отбраковка потенциально ненадежных СПП и их подбор для группового соединения [3; 4; 5].

Основными параметрами СПП в состоянии низкой проводимости (СНП) являются параметры его вольтамперной характеристики (ВАХ), такие как повторяющееся импульсное напряжение $U_{D(R)RM}$ и повторяющийся импульсный ток $I_{D(R)RM}$ [6; 7]. Представляет интерес рассмотрение существующих комплексов автоматизированной диагностической аппаратуры для измерения значений данных параметров и характеристик СПП в СНП.

В настоящее время рынок аппаратуры для диагностики СПП достаточно ограничен. Рассмотрим основные предприятия и выпускаемые ими устройства для определения значений параметров и характеристик приборов в СНП.

Научно-производственный комплекс «Крона» выпускает стенды для проверки СПП «Крона-902.01» и «Крона-902.02». Данные стенды используются для проверки тиристоров

(симметричных, асимметричных, лавинных, запираемых, быстродействующих), оптотиристоров, неуправляемых вентилях, а также силовых модулей (диодных и тиристорных) и других СПП в соответствии с ГОСТ 24461-80.

Стенды «Крона-902.01» и «Крона-902.02» позволяют измерять значения основных электрических параметров СПП при нормальной температуре, а «Крона-902.01» совместно со стендом «Крона-904» и в нагретом состоянии. На рисунке 1 представлен внешний вид комплекса «Крона-902.01».

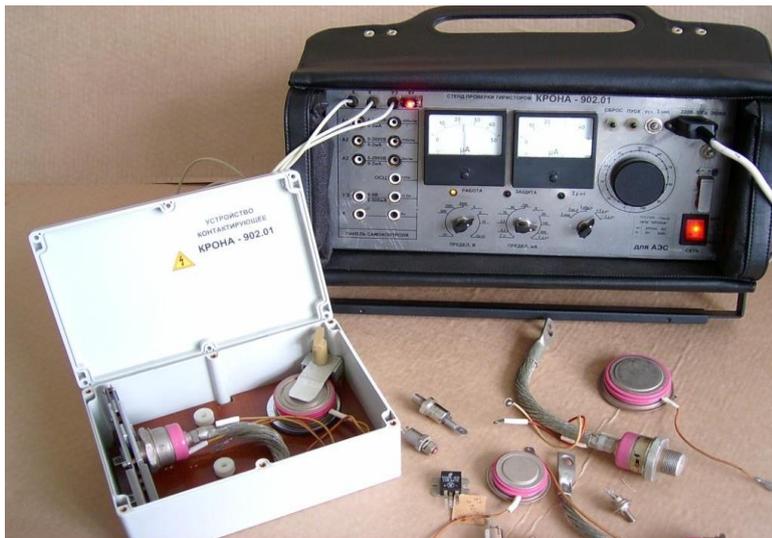


Рис. 1 Внешний вид «Крона-902.01».

Стенд позволяет определять класс прибора, обеспечивая подачу на проверяемый СПП повторяющееся прямое или обратное импульсное напряжение и постоянный ток управления. При этом осуществляется контроль повторяющегося импульсного тока в закрытом состоянии, обратного тока и постоянного напряжения управления [8].

Стенд «Крона-902.01» позволяет определять значения параметров СПП, рассчитанных на напряжения в СНП в диапазоне 0..2500 В, что соответствует 25-му классу проверяемого прибора. Также осуществляется контроль тока, протекающего через прибор, в пределах 0..125 мА.

Новая версия «Крона-902.02» имеет повышенный диапазон подаваемого напряжения: 0..4000 В, что позволяет определять параметры силовых полупроводниковых приборов вплоть до 40-го класса. При этом осуществляется контроль тока, протекающего через прибор, в пределах 0..75 мА.

Габариты устройств 480x240x340 мм, масса не превышает 18 кг. В стенде предусмотрена защита от перегрузки по току и напряжению.

Из недостатков приборов «Крона» следует отметить большие энергозатраты при тестировании СПП. Кроме того, стенд не имеет связи с персональным компьютером (ПК), что позволило бы обрабатывать информацию о параметрах СПП и решать некоторые вопросы диагностики программно.

Научно-производственное предприятие «Электронная техника – МГУ», организованное при Мордовском государственном университете им. Н. П. Огарёва, производит испытательное оборудование серии «АДИП» (рисунок 2).

Комплекс измерительной аппаратуры «АДИП» позволяет измерять значения основных параметров СПП (силовых тиристоров – СТ, симисторов – СС) и силовых диодов (СД) в закрытом (обратном) и в открытом (прямом) состояниях, динамических параметров при включении и параметров цепи управления СТ и СС, рассчитанных на токи до 5 кА и напряжения до 9 кВ.



Рис. 2 Внешний вид комплекса «АДИП»

Комплекс «АДИП» состоит из четырех установок. Все установки серии «АДИП» соответствуют требованиям ГОСТ 24461 – 80. Имеется цифровая индикация результатов измерения. Габариты устройств не превышают 750x600x600 мм, масса не превышает 35 кг.

«АДИП-1» предназначен для измерения значений повторяющихся импульсных токов в закрытом (обратном) состояниях I_{DRM} (I_{RRM}) СПП в пределах от 10 мкА до 200 мА при заданном классе по напряжению в пределах от 300 В до 9000 В.

«АДИП-2» применяется для измерения импульсных напряжений в открытом (прямом) состоянии $U_{TM(FM)}$ всех современных типов СПП. Устройство позволяет формировать через СПП испытательные однократные импульсы тока с амплитудой $I_{TM(FM)}$ в пределах от 10 А до

15 кА и измерять $U_{TM(FM)}$ в пределах от 0,5 В до 10 В.

«АДИП-3» служит для измерения времени задержки t_{gd} и времени включения t_{gt} всех известных типов СТ и СС в пределах от 0,5 мкс до 30 мкс.

«АДИП-4» необходим для измерения параметров цепи управления СТ и СС отпирающего тока I_{GT} в пределах от 10 мА до 1 А и отпирающего напряжения U_{GT} в пределах от 0,5 В до 10 В.

В установках используется защита испытуемого СПП от разрушения во время испытаний [9].

Основным недостатком оборудования серии «АДИП» является отсутствие возможности взаимодействия с ПК, что снижает функциональность и универсальность.

Фирма «LEMSYS» (Швейцария) является ведущим поставщиком контрольно-измерительного оборудования для СПП в мире. «LEMSYS» имеет сертификат ISO 9001 и поставляет оборудование в соответствии с IECSE стандартом.

«LEMSYS» производит переносной тестер «TR0620» (рисунок 3), предназначенный для контроля значений основных параметров СПП (биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗ), мощных полевых транзисторов (МПТ), диодов, тиристоров).

«TR0620» позволяет измерять значения следующих параметров: напряжение пробоя (диапазон измерения напряжения 50..2000 В), ток утечки (диапазон измерения тока 0..10 мА), прямое падение напряжения (диапазон измерения напряжения 0..10 В, диапазон тока 1..600 А) [10].



Рис. 3 Внешний вид ТРО620

Тестер содержит генератор тока, генератор высокого напряжения, цепи защиты, измерительные цепи, ЖК-дисплей на 5 языках.

Габариты устройства 198x357x178 мм, масса 5,5 кг.

Главным недостатком комплекса ТР0620 является то, что он не позволяет тестировать СПП, рассчитанные на высокие значения напряжения.

Фирма «Lorlin test system» (США) производит оборудование для испытания СПП «Lorlin XP-8500 Test System». Комплекс измерительной аппаратуры предназначен для тестирования слаботочных и силовых полупроводниковых компонентов, позволяет измерять значения их основных параметров, затем анализировать, классифицировать и отображать информацию на ПК.

«Lorlin XP-8500 Test System» позволяет измерять значения основных параметров СПП на токи до 200 А и напряжения до 2 кВ. Имеется программное обеспечение совместимое с ПК на базе операционной системы Windows XP.

Модели данного комплекса отличаются высокой точностью измерения [11].

К недостаткам данного комплекса измерительной аппаратуры можно отнести: малый диапазон напряжения, что не позволяет тестировать СПП высоких классов, а также высокая стоимость устройства.

Таким образом, недостатками существующих устройств для диагностики СПП в СНП являются:

1. Низкие значения испытательного напряжения, поскольку в настоящее время выпускаются приборы, рассчитанные на 10 кВ обратного напряжения;
2. Высокое энергопотребление, что свидетельствует о низкой энергоэффективности данного оборудования;
3. Слабо развитая и совсем отсутствующая возможность обработки и представления результатов диагностики с помощью ПК;
4. Ни один из существующих приборов не позволяет осуществлять на основе результатов измерения отбраковку потенциально ненадежных приборов и их подбор для группового соединения;

Таким образом, разработка современного, многофункционального и универсального оборудования для диагностики СПП в СНП является актуальной задачей силовой электроники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Беспалов Н. Н., Капитонов С. С. Выравнивание напряжений на последовательно распределенных силовых полупроводниковых приборах в состоянии низкой проводимости // Нелинейный мир. – 2011. – № 8. – С. 500–506.
2. Беспалов Н. Н., Ильин М. В., Капитонов С. С., Лебедев С. В. Определение минимальных величин емкостей снабберных цепей для ограничения

- коммутационных перенапряжений на силовых полупроводниковых приборах при их выключении // Естественные и технические науки. – 2011. – № 6. – С. 396–404.
3. Беспалов Н. Н., Ильин М. В., Капитонов С. С., Лебедев С. В. Разработка и исследование электротепловых моделей силовых полупроводниковых приборов основных типовых конструкций // Естественные и технические науки. – 2011. – № 6. – С. 405–412.
 4. Беспалов Н. Н., Ильин М. В., Капитонов С. С., Лебедев С. В. Моделирование процессов в силовых полупроводниковых приборах при их групповом последовательном включении в среде Multisim // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2012. – № 4. – С. 30–35.
 5. Беспалов Н. Н., Ильин М. В., Капитонов С. С. Испытательная аппаратура для определения электрических и тепловых параметров и характеристик силовых полупроводниковых приборов // Электроника и информационные технологии. – 2012. – № 1. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://fetmag.mrsu.ru/2012-1/pdf/Bespalov%20Ilin%20Kapitonov.pdf>.
 6. Беспалов Н. Н., Ильин М. В., Капитонов С. С., Капитонова А. В. Методика подбора силовых полупроводниковых приборов для групповых последовательных цепей устройств силовой электроники // Научно-технический вестник Поволжья. – 2014. – № 1. – С. 65–68.
 7. Беспалов Н. Н., Капитонов С. С., Катяев Ю. А. Моделирование характеристик силовых полупроводниковых приборов в состоянии высокой проводимости // Электроника и информационные технологии. – 2011. – №1. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://fetmag.mrsu.ru/2011-1/pdf/Characteristics_Power_Semiconductor_Devices.pdf – 04201100067/0005.
 8. Стенд проверки тиристорov «Крона 902-01». – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://npr-krona.ru/products/krona-902/>.
 9. Беспалов Н. Н., Мускатиныйев А. В., Ильин М. В. Диагностика и контроль параметров силовых полупроводниковых приборов // Электроника и информационные технологии. – 2007. – № 1/2. – С. 35–39.
 10. TP0620. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.lemys.com/index.php/products/10-products/tp0620/27-tp0620>.
 11. Lorlin test systems. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.lorlin.com>.

БЕЛКИНА Е. Н.

**К ВОПРОСУ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОГО ОБОСНОВАНИЯ ПРИ
ВНЕДРЕНИИ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ**

Аннотация. Показана необходимость технико-экономического обоснования при проектировании и внедрении регулируемого электропривода. Анализируются особенности расчетов на этапах выбора базовой машины, проектирования системы управления и внедрения привода.

Ключевые слова: электропривод, регулируемый электропривод, энергосбережение, технико-экономическое обоснование, базовая машина.

BELKINA E. N.

**TO THE FEASIBILITY STUDY OF POWER EFFECTIVE
ADJUSTABLE ELECTRIC DRIVES**

Abstract. The article shows the importance of feasibility study in the designing and introducing of the adjustable electric drive. In this connection, the author analyzes the stages of a feasibility study: the basic machine calculation; the designing of control system; the electric drive introduction.

Keywords: electric drive, adjustable electric drive, energy saving, feasibility study, basic machine.

XXI в. – век техники и технологий. В настоящее время большую роль при реализации задач, которые направлены на повышение производительности труда в разных отраслях народного хозяйства, автоматизации и комплексной механизации производительных процессов играет электропривод. На долю электропривода приходится более 60 % потребления электроэнергии в стране.

Широкое применение электропривода обусловлено рядом важных критериев: использование электрической энергии; высокий КПД; большой диапазон мощности электроприводов, а также большой диапазон скорости их движения; разнообразные конструктивные исполнения; простота автоматизации технологических процессов; наиболее экономичное распределение и преобразование электроэнергии в другие виды энергии.

Основную часть электроприводов в России составляют простейшие нерегулируемые электроприводы. Нерегулируемый электропривод, как правило, не оснащается электронными элементами защиты, которые решают проблемы надежности при перегрузках, обрыве фазы, несимметрии фаз и т. п. Эти устройства особенно эффективны для двигателей

большой и средней мощности, приводящих в движение механизмы со значительными моментами инерции (крупные вентиляторы, барабанные мельницы и др.) [1].

В связи со старением парка электродвигателей необходимо проводить модернизацию на промышленных предприятиях и в тех сферах жизнеобеспечения, где используется электропривод. Для этого нужно заменять нерегулируемый электропривод регулируемым или же заменять регулируемый электропривод (РЭП) наиболее новым. Тенденция процесса модернизации неоднозначна, так как не все предприятия готовы к реорганизации производственного процесса. Поэтому модернизация где-то проходит глобально, а где-то частично. Это обусловлено, прежде всего, большими затратами и отсутствием технико-экономических расчетов внедрения нового электропривода в той или иной сфере жизнеобеспечения человека.

В ходе технического прогресса все большую остроту приобретает глобальная проблема энергосбережения, обусловленная не только ростом потребления электроэнергии в промышленности и в быту и связанной с ним необходимостью строительства и ввода в эксплуатацию новых энергетических мощностей, но и ограниченностью мировых запасов природных ресурсов. Так как среди потребителей электрической энергии доминируют электромеханические преобразователи, главным путем решения указанной проблемы является внедрение во все отрасли народного хозяйства систем РЭП, которые признаны в мировой практике одной из наиболее эффективных энергосберегающих и ресурсосберегающих экологически чистых технологий [2].

Высокая эффективность применения автоматизированного РЭП подтверждена многолетним мировым опытом.

В России пытаются создать условия для осуществления политики энергосбережения во всех сферах жизни общества. Главной задачей является обеспечение технической базы. Для этого необходимо создание новых энергосберегающих технологий, совершенствование систем современного мощного электропривода, совершенствование элементной базы.

Применение РЭП позволяет оптимизировать работу электродвигателей, исключить непродуктивное потребление электрической энергии. Проблема энергосбережения средствами автоматизированного электропривода наряду с технологическими аспектами, рациональным выбором типа электропривода и мощности двигателя включает в себя также и обоснование режимов его работы, определяемых законами управления. Следует отметить, что в составе электропривода могут находиться разные типы электродвигателей, которые отличаются друг от друга способами управления, торможения, энергетическими и динамическими свойствами. Для этого и производится оценка энергосбережения за счет

применения РЭП. Эту оценку можно получить при проведении технико-экономического обоснования (ТЭО).

Под ТЭО понимается такой подход к работе, при котором каждый частный вопрос при проектировании должен рассматриваться не только с технической стороны, но и с точки зрения того экономического эффекта, который может быть получен при его решении. Основная задача ТЭО заключается в выборе наилучших решений, обосновании оптимального варианта и определении его эффективности.

Составными частями ТЭО являются собственно технико-экономический расчет показателей и технико-экономический анализ различных вариантов. Технико-экономический расчет направлен на исчисление показателей, характеризующих экономическую эффективность проектных решений [3].

Прежде всего, ТЭО – это комплексная оценка того или иного решения с точки зрения технических (инженерных) и экономических аспектов. Она играет очень важную роль при внедрении новых видов техники и технологий, при усовершенствовании существующих методов, подходов и технологических процессов, при замене старого оборудования на промышленных предприятиях и в сферах жизнеобеспечения. Этот список, обуславливающий важность применения ТЭО, можно продолжать и продолжать.

Естественно, проведение ТЭО – очень сложный и кропотливый процесс. Это связано, прежде всего, с отсутствием полного объема информации, недостаточно точными понятиями и утверждениями ряда инженерных решений в области надежности, прогнозированием результатов разработок, наличием большого количества вариантов сравнения.

Комплексную оценку необходимо применять и на этапах предварительного проектирования и разработки, и после завершения всех проектных разработок.

В случае внедрения РЭП можно выделить три этапа применения ТЭО:

1. выбор типа базовой машины;
2. составление обоснования реализации проекта внедрения РЭП на основе выбранного типа базовой машины;
3. реализация проекта внедрения.

Прежде чем приступить ко второму и к третьему этапам, необходимо тщательное обоснование выбора типа базовой машины, так как электродвигатель составляет основу привода. Это очень важный предпроектный этап, поскольку существует несколько возможных вариантов реализации проекта на разных базовых машинах.

Для того, чтобы выбрать базовую машину необходимо ознакомиться с условиями конкретного применения электропривода, который используется на предприятии, для

которого проводится ТЭО. Невозможно выбрать базовую машину, не зная функцию, которую ей необходимо будет осуществлять. Не каждый электродвигатель сможет справиться с той или иной задачей, так как у разных двигателей разные характеристики и показатели. Но существуют такие задачи и их довольно много, для решения которых могут быть использованы два, а иногда и более типов электродвигателей.

В этом случае необходимо провести сравнение базовых машин по технико-экономическим, массогабаритным и энергетическим показателям, а также необходимо сравнить все достоинства и недостатки схожих двигателей, которые подходят для реализации конкретной задачи. После этого выбираем наиболее приемлемый тип базовой машины.

Следует помнить, что определение лучшего варианта решения, зависит от того, являются ли все характеристики системы равноправными или их значимость для достижения цели проектирования различна. Например, для электродвигателей, используемых в военной технике, очень важны такие характеристики как относительно малые масса и габариты, а также высокая надежность. В то же время для общепромышленных приводов главными показателями выбора одного из двигателей, отвечающего рабочим требованиям, является стоимость [3].

Нужно заметить, что выбор базовой машины для РЭП производится с учетом соответствующего преобразователя энергии, наличие которого приводит к увеличению стоимостных и массогабаритных показателей системы электропривода в целом.

После выбора базовой машины, которая будет осуществлять конкретную задачу, необходимо разработать и спроектировать систему управления, основанную на определенных законах управления. Для каждого двигателя применимы конкретные законы управления. Также у электродвигателей имеются определенные способы регулирования теми или иными характеристиками и показателями. У каких-то базовых машин могут быть схожие системы регулирования и управления, но порой они отличаются способом реализации этих систем.

На втором этапе ТЭО осуществляется расчет и описание системы создаваемого РЭП с технической (инженерной) и экономической точки зрения. Рассчитываются и описываются технические показатели: режимы работы, режимы торможения, ремонтпригодность, надежность, эргономичность, массогабаритные показатели и др., а также экономические показатели: стоимость наиболее подходящей элементной базы, эксплуатационные затраты и др, так как электропривод, являясь энергосиловой установкой, должен обладать высокими динамическими и энергетическими свойствами. С учетом этих требований появляется

необходимость дополнительных расчетов, усложняется система управления привода. В результате увеличивается время разработки проекта.

И только на третьем этапе производится расчет всех экономических показателей, таких как прибыль, доход, рентабельность, стоимость проекта и др., необходимых для реализации проекта на предприятии. Это связано с большими капиталовложениями в проект. Значимость этого этапа во много раз возрастает при обосновании эффективности внедрения новых видов электропривода.

Таким образом, ТЭО является неотъемлемой частью при внедрении РЭП на производстве. В нем учитываются все факторы, являющиеся важными при замене существующего привода на новый или усовершенствованный РЭП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуляев И. В., Юшков И. С. Асинхронизированный вентильный двигатель с управлением по фазе тока: монография. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 192 с.
2. Панкратов В. В., Зима Е. А. Энергооптимальное векторное управление асинхронными электроприводами: учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – 120 с.
3. Тутаев Г. М., Десяев С. С. Задача технико-экономического обоснования выбора базовой машины в регулируемом электроприводе / I Международная научно-практическая конференция «Технические науки – основа современной инновационной системы», 25 апр. 2012 г. [материалы]: в 2 ч. / Приволжский научно исследовательский центр. – Йошкар-Ола: Коллоквиум, 2012. – Ч. 2. – С. 11–13.

БОБРОВ М. А., ВИЛЬДЕМАНОВ А. В., ГЕРАСЬКИН Е. В., ШИШОВ О. В.
КОМПЛЕКСНОЕ ОСНАЩЕНИЕ УЧЕБНОЙ ЛАБОРАТОРИИ ПО ИЗУЧЕНИЮ
ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМ ПРОМЫШЛЕННОЙ АВТОМАТИЗАЦИИ

Аннотация. Рассматриваются принципы комплектования оборудованием учебной лаборатории по изучению элементов систем промышленной автоматизации. Исследуются подходы к реализации комплекса лабораторных стендов на базе оборудования компаний «ОВЕН» и «Siemens».

Ключевые слова: промышленная автоматизация, контроллер, операторная панель, модули ввода-вывода, цифровые промышленные сети.

BOBROV M. A., VELDEMANOV A.V., GERASKIN E. V., SHISHOV O. V.
COMPLEX EQUIPMENT FOR UNIVERSITY LABORATORIES TO STUDY
THE ELEMENTS OF INDUSTRIAL AUTOMATION SYSTEMS

Abstract. The article considers the approaches to acquiring laboratory equipment to study the elements of industrial automation systems. Particularly, the article focuses on the complex of laboratory stands based on the equipment by "OVEN" and "Siemens" companies.

Keywords: industrial automation, controller, operator panel, i/o modules, digital industrial network.

Факультет электронной техники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева (г. Саранск) уже более сорока лет готовит специалистов по профилю «Промышленная электроника». Республика Мордовия в последние годы является одним из прогрессивно развивающихся регионов России. Ее предприятия представляют самые различные отрасли промышленности – приборостроение и машиностроение, пищевое, цементное, шиферное, кабельное, электротехническое производство. Успехи региональных предприятий были бы невозможны без внедрения новой техники и технологий производства. Одним из ключевых моментов успеха для каждого предприятия является широкая автоматизация технологических процессов. Таким образом, в регионе растет спрос на молодых специалистов, способных разрабатывать и обслуживать системы управления автоматических и автоматизированных линий и станков. Факультет, следуя запросам региональных предприятий, вводит в учебные планы новые соответствующие дисциплины, расширяет свою лабораторную базу.

На кафедре электроники и наноэлектроники университета уже около десяти лет функционирует лаборатория «Современные технологии промышленной автоматизации». Именно ее специалистами ведутся лекции, проводятся лабораторные и практические

занятия по дисциплинам данного направления. В ней студенты получают знания по промышленным контроллерам, языкам и системам их программирования, учатся конфигурировать операторные панели, модули удаленного ввода-вывода, преобразователи частоты, а также объединять различные компоненты в единые сетевые комплексы.

Несколько лет назад лаборатория получила мощный импульс для своего развития после того как наш университет получил статус национального исследовательского. Это открыло дополнительные пути финансирования с целью приобретения нового оборудования. Первый вопрос, который мы перед собой поставили, заключался в том, что необходимо было приобрести оборудование, наиболее целостно отражающее современные тенденции развития технологии промышленной автоматизации, а также покрывающее большинство задач, решаемых в учебном процессе и реальном производстве.

Дело в том, что в настоящее время на рынке промышленной автоматизации работает достаточно много известных, зарекомендовавших себя отечественных и зарубежных компаний. Перечень выпускаемых ими компонентов (контроллеры, операторные панели, модули ввода-вывода) достаточно схож, по функционалу и параметрам они часто являются «братьями-близнецами». Вместе с тем, каждый специалист может найти отличия в общей технической политике различных компаний по формированию подходов, с помощью которых они стараются продвинуться на рынке вперед, получить определенные конкурентные преимущества и преференции. Нашим желанием было как представить в лаборатории типовые образцы компонентов систем автоматизации, так и показать эти подходы, дать возможность студентам почувствовать, чем они отличаются у разных производителей. На наш взгляд, именно понимание таких вопросов делает специалиста по настоящему грамотным, способным принимать наиболее рациональные решения.

Вместе с тем, не было смысла включать в состав лаборатории оборудование большого числа различных производителей. Понять, что входит в основной круг вопросов проектирования систем управления, освоить типовые подходы их реализации можно ознакомившись с оборудованием одной-двух компаний-производителей. Дальнейшее «накручивание» числа компаний в рамках учебного процесса, по нашему мнению, смысла не имеет. Так, чтобы научить человека водить легковой автомобиль, автошколе нет смысла ставить цель его проезда на максимально большом числе марок машин. Мы полагаем, что необходимо сначала разобраться в вопросе: «А на чем Вы будете реально работать дальше?» При освоении средств автоматизации каждой новой компании основную трудоемкость составляет обычно не освоение перечня функций, языков команд и т. п., а банальное доведение до автоматизма работы с интерфейсом их программных пакетов.

С учетом двух указанных факторов было решено остановиться на представлении в лаборатории продукции германской компании «Siemens» и относительно молодой российской компании «ОВЕН». Первую из них можно смело отнести к «гигантам и китам» в области автоматизации. Данная компания достигла несомненных успехов в этой области, уже не стесняется рушить устоявшиеся стереотипы и предлагать новые оригинальные собственные решения. Вторая компания достигла лидирующего положения на указанном рынке среди отечественных производителей за счет грамотного применения типовых традиционных (и уже поэтому кажущихся всем простыми) подходов.

Работники лаборатории поставили при этом перед собой цель разработать взаимосвязанный комплекс лабораторного оборудования с полным методическим обеспечением. В данном комплексе должны были выделяться две группы учебных стендов, реализованных с применением оборудования отдельно одной и другой компании. Оборудование, размещенное на стендах каждой группы, должно было иметь возможность объединяться для совместной работы с помощью цифровых сетей. Должны были предусматриваться возможности совместной работы оборудования обоих производителей. Для наглядности, с одной стороны, и для закрепления знаний о реальных технологических процессах, с другой стороны, стенды должны были работать с моделями технологических процессов. Причем, нужно было сделать так, чтобы можно было комбинировать стенды и подключаемые к ним модели. Все это в целом и должно было объединить оборудование лаборатории в один общий комплекс.

Кроме того, необходимо, чтобы данное оборудование могло быть использовано сотрудникам лаборатории при отладке проектов по договорным работам с промышленными предприятиями.

В результате был создан комплекс из двенадцати стендов по оборудованию компании «ОВЕН» (см. таблицу 1) и пять по оборудованию «Siemens» (см. таблицу 2). Программно-технические комплексы этих компаний, предназначенные для реализации проектов автоматизации, включают в себя широкий спектр аппаратных и программных средств. В состав стендов были включены устройства, относящиеся к наиболее применяемым классам.

Представленные таблицы отражают название стендов, по которым можно судить о том, какое именно оборудование входит в состав каждого из них. Видно, что в состав каждого стенда включен некоторый набор устройств, образующих определенный функционально законченный с точки зрения практического применения комплекс (например, «ПЛК + операторная панель», «ПЛК + операторная панель + модули ввода-вывода» и т. п.).

Главным принципом распределения оборудования по стендам являлась обзорность технических средств, размещенных на каждом из них, а также задач, которые можно выполнить с помощью этих средств. Т. е. в отдельности каждый из них не должен был «подавлять» огромным составом оборудования, что могло вызывать замешательство у студента (учащегося), затруднить последовательное изучение решений по организации взаимодействия отдельных компонентов на стенде. Таким образом, каждый из стендов ориентирован на выполнение конкретного перечня задач. Учащиеся должны последовательно, работая с разными стендами, постепенно знакомиться с возможностями решения всех ставящихся перед ними задач.

Так как все представляемые средства являются программируемыми, проводить их изучение невозможно без знакомства с соответствующими программными средствами. Программирование и конфигурирование контроллеров компании ОВЕН осуществляется с помощью пакета CoDeSys (V2.3), для конфигурирования их панелей и модулей ввода-вывода применяются пакеты «Конфигуратор ИП320», «Конфигуратор СП270» и «Конфигуратор М110», при работе с преобразователями частоты используется программа «Конфигуратор ПЧВ». Это программное обеспечение является свободно распространяемым. Для программирования оборудования компании Siemens предлагается использовать пакет TIA Portal, включающий в себя компоненты, позволяющие программировать и контроллеры, и операторные панели, и преобразователи частоты. «Бесплатность» этого пакета зависит от его версии.

Таблица 1

Состав комплекса стендов по оборудованию компании ОВЕН

Номер стенда	Содержание
Стенд № 1	«Изучение программируемого реле ОВЕН ПР110»
Стенд № 2	«Изучение программируемого реле ОВЕН ПР114»
Стенд № 3	«Изучение контроллера ПЛК100 и операторной панели ИП320»
Стенд № 4	«Изучение контроллера ПЛК100 и операторной панели СП270»
Стенд № 5	«Изучение контроллера ПЛК100 и операторной панели СМИ1»
Стенд № 6	«Изучение контроллера ПЛК150 и операторной панели ИП320»
Стенд № 7	«Изучение контроллера ПЛК150 и операторной панели СП270»
Стенд № 8	«Изучение контроллера ПЛК110, операторной панели ИП320 и модулей удаленного ввода-вывода Мх110»
Стенд № 9	«Изучение панельного контроллера СПК207 и модулей удаленного ввода-вывода Мх110»
Стенд №10	«Изучение контроллера МОДУС и операторной панели ИП320»

Стенд №11	«Изучение преобразователя частоты ПЧВ2»
Стенд №12	«Изучение преобразователя частоты ПЧВ3»

Таблица 2

Состав комплекса стендов по оборудованию компании Siemens

Номер стенда	Содержание
Стенд № 13	«Изучение программируемого реле Simatic LOGO»
Стенд № 14	«Изучение контроллера Simatic S-1200 и операторной панели KTP -600
Стенд № 15	«Изучение контроллера Simatic S-300 и операторной панели KTP-600
Стенд № 16	«Изучение рабочей станции Simatic ET-200 и сети Profinet»
Стенд № 17	«Изучение преобразователя частоты Sinamics G120»

Для проведения лабораторных работ на представляемых стендах разработано и издано соответствующее методическое обеспечение.

На представленных ниже рисунках 1 и 2 приведены фотографии некоторых стендов, дающие представление об их общем виде.

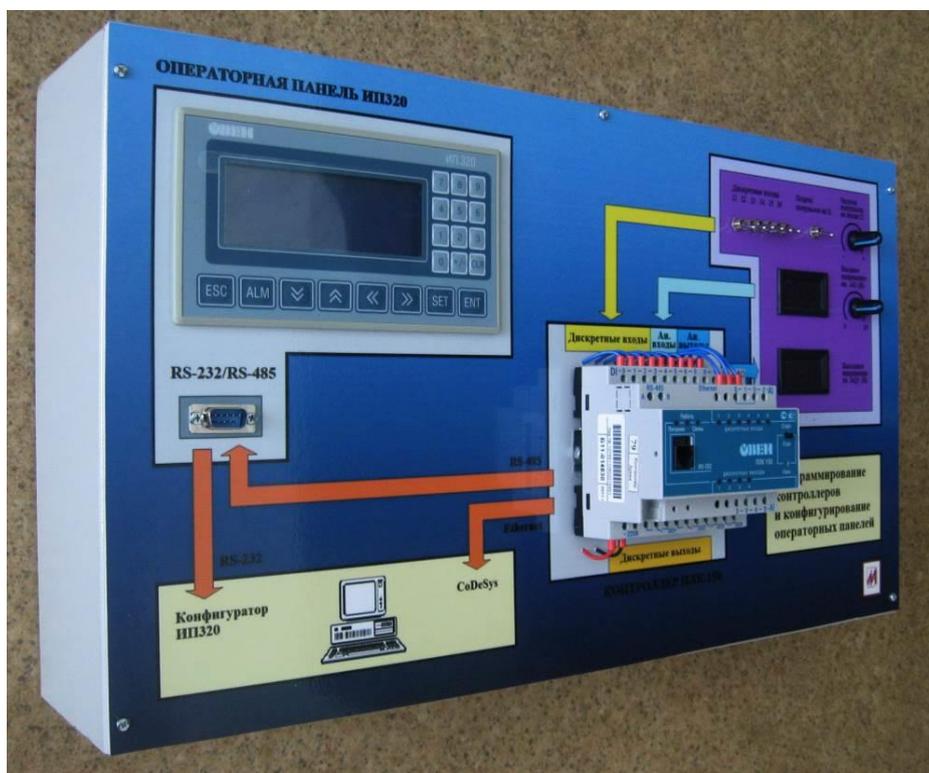


Рис. 1. Стенд № 6 – изучаемые средства: контроллер ПЛК150, операторная панель ИП320, среда программирования CoDeSys V2.3, программа «Конфигуратор ИП320».

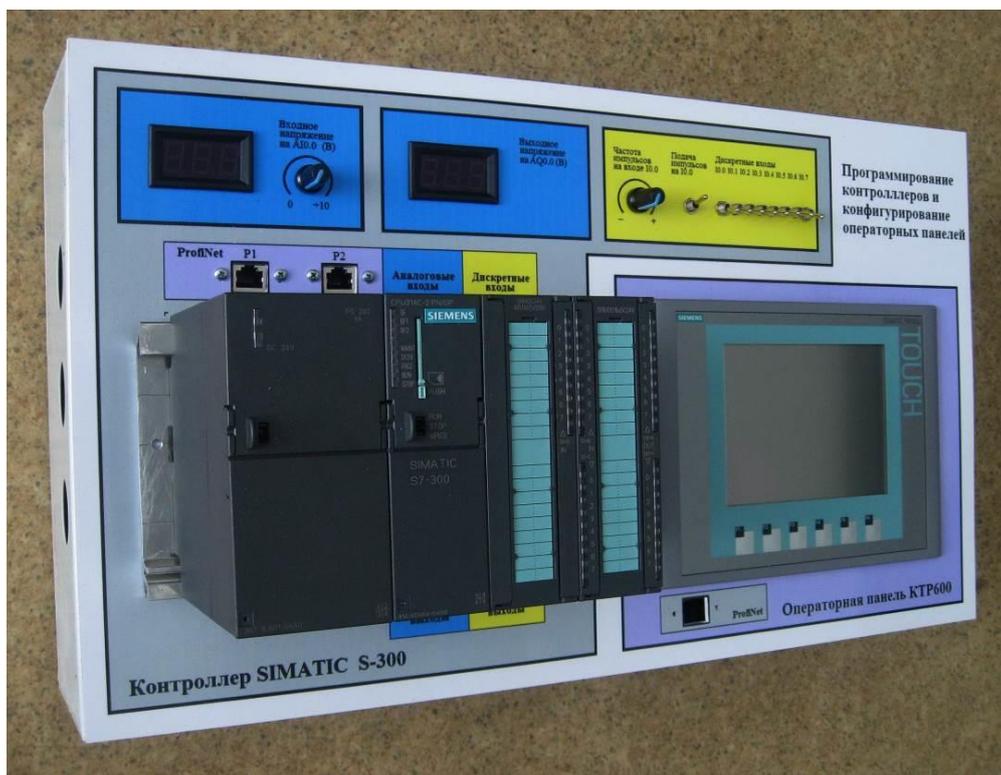


Рис. 2. Стенд № 15 – изучаемые средства: контроллер Simatic S-300, операторная панель КТР-600, программа «TIA Portal».

Все стенды выполнены в едином стиле и конструктивно реализованы в металлических корпусах трех габаритов: 440 × 260 × 120 мм, 500 × 400 × 120 мм или 540 × 310 × 120 мм.

Стенды реализованы с использованием общих подходов к функциональному построению. Все изучаемые контроллеры имеют дискретные входы – состояние их на стендах можно задавать с помощью тумблеров. В состав большинства стендов встроено генератор импульсов с регулируемой частотой. Сигнал с генератора можно подавать на один из дискретных входов – это помогает разбираться в программе, например, с работой функциональных блоков счетчиков. Состояние дискретных выходов устройств наблюдается по работе светодиодов на передних панелях устройств. Если контроллер или модули ввода-вывода имеют аналоговые входы и выходы, то в состав стенда включается источник регулируемого напряжения и две цифровые измерительные головки, позволяющие измерять входное и выходное напряжения.

Входы и выходы контроллеров, модулей ввода-вывода выведены на разъемы, размещенные или на передней или на боковой стороне корпуса. Они предназначены для подключения к ним внешних элементов, имитирующих работу узлов технологического оборудования. На большинстве стендов предусмотрена возможность включать, размещенное на них оборудование, в цифровую сеть – таким образом можно «заставить»

работать взаимосвязано оборудование различных стендов (например, с помощью контроллеров одного стенда управлять преобразователем частоты или модулями ввода-вывода, операторной панелью на другом стенде). В целом это позволяет моделировать работу различных по конфигурации распределенных систем управления.

Стенды используются в учебном процессе. Кроме того, они применялись для подготовки университетской команды по программированию на языках МЭК для ее участия в международном форуме «РОБОТЫ-2014», для проведения учебных курсов по повышению квалификации работников промышленных предприятий в Республике Мордовия. Стенды применялись для отладки программного обеспечения контроллеров, конфигурирования операторных панелей и преобразователей частоты в ходе выполнения договорных проектов между университетом и предприятиями региона. Вместе с моделями технологических процессов они играли демонстрационную роль при представлении функций оборудования и возможностей лаборатории при проведении ряда крупных выставок и форумов.

По отзывам выпускников, пришедших после окончания вуза на промышленные предприятия самых различных отраслей экономики, они достаточно часто сталкиваются как с контрольно-измерительными приборами, так и с программируемыми контроллерами этих и иных компаний в своей практической деятельности. При этом они выражают удовлетворение тем, что первое и вместе с тем достаточно полное знакомство с этой техникой у них произошло в ходе работы в указанной лаборатории¹.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шишов О. В. Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие. – М.: ИНФРА-М, 2011. – 397 с.
2. Шишов О. В. Преобразователи частоты в системах автоматизации технологических процессов: лабораторный практикум. – Саранск: Издатель ИП Афанасьев В. С., 2013. – 116 с.
3. Шишов О. В. Программирование релейных контроллеров: лабораторный практикум. – Саранск: Издатель ИП Афанасьев В. С., 2013. – 148 с.
4. Шишов О. В. Современные технологии промышленной автоматизации: учеб. пособие. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2009. – 276 с.

¹ Стенды выпускаются и реализуются студенческим конструкторским бюро «МГУ-Прибор». По вопросам приобретения стендов лаборатории «Современные технологии промышленной автоматизации» МГУ им. Н. П. Огарева рекомендуем обращаться к ее руководителю профессору О. В. Шишову (Olegshishov@yandex.ru).

ГОРЯЧКИН Ю. В., ХАЙБУЛИН Р. Р.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАРЯДА ОБРАТНОГО ВОССТАНОВЛЕНИЯ ТИРИСТОРА

Аннотация. В статье приведены результаты моделирования заряда обратного восстановления тиристора в сравнении с данными измерений реального тиристора.

Ключевые слова: тиристор, заряд обратного восстановления, модель, элементарная ячейка.

GORYACHKIN YU. V., HAYBULIN R. R.

MODELING REVERSE RECOVERY CHARGE THYRISTOR

Abstract. The article presents the simulation results of reverse recovery charge thyristor in comparison with the measurements of the actual thyristor.

Keywords: thyristor, reverse recovery charge, model, elementary cell.

Введение. Заряд обратного восстановления определяет время выключения тиристорov. Для тиристорov, особенно быстродействующих, важно знать время выключения, а соответственно, и заряд обратного восстановления. Однако при производстве и испытаниях тиристорov далеко не всегда есть возможность определить заряд обратного восстановления и время выключения в реальных условиях и режимах работы тиристорov. В этом случае оценить эти параметры можно с помощью моделирования.

Разработка модели тиристора. Быстродействующие импульсные тиристоры большого диаметра обычно изготавливаются с так называемым внутренним усилением включающего импульса управления. Это реализуется путем каскадного соединения вспомогательного маломощного тиристора VS1 с основным мощным тиристором VS2, имеющим обширно разветвленный внутренний управляющий электрод, который обеспечивает достаточно большую площадь начального включения и быстрое ее увеличение в процессе протекания анодного тока. На рисунке 1 (а) представлена эквивалентная схема, а на рисунке 1 (б) – поперечное сечение такого тиристора.

Двухмерная цилиндрическая элементарная ячейка, предложенная в [1], не содержит управляющего электрода и, соответственно, не учитывает особенности конструкции и периметр управляющего электрода, а также топологию шунтировки катодного эмиттера. Учесть эти особенности позволит только трехмерная модель.

Структура элементарных ячеек создавалась с помощью программы MESH, входящей в состав Synopsys TCAD [2]. На рисунке 2 (а) показана структура элементарной ячейки вспомогательного тиристора, на рисунке 2 (б) показан фрагмент структуры элементарной

ячейки с сеткой. На рисунке 3 (а) показана структура элементарной ячейки основного тиристора, на рисунке 3 (б) показан фрагмент структуры элементарной ячейки с сеткой.

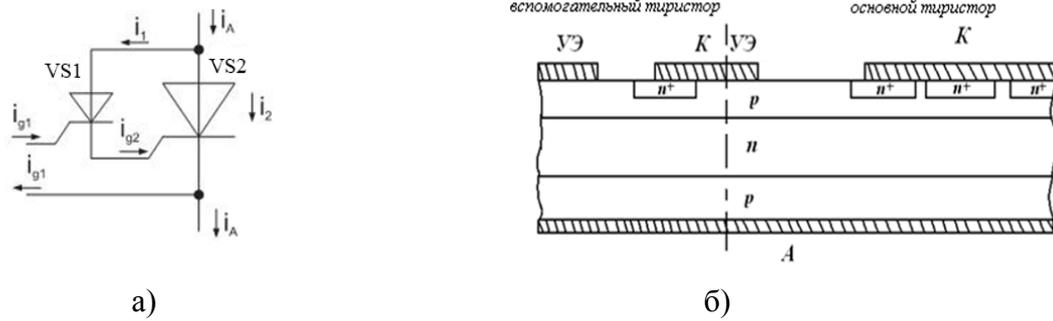


Рис 1. Эквивалентная схема тиристора с регенеративным управляющим электродом и его поперечное сечение.

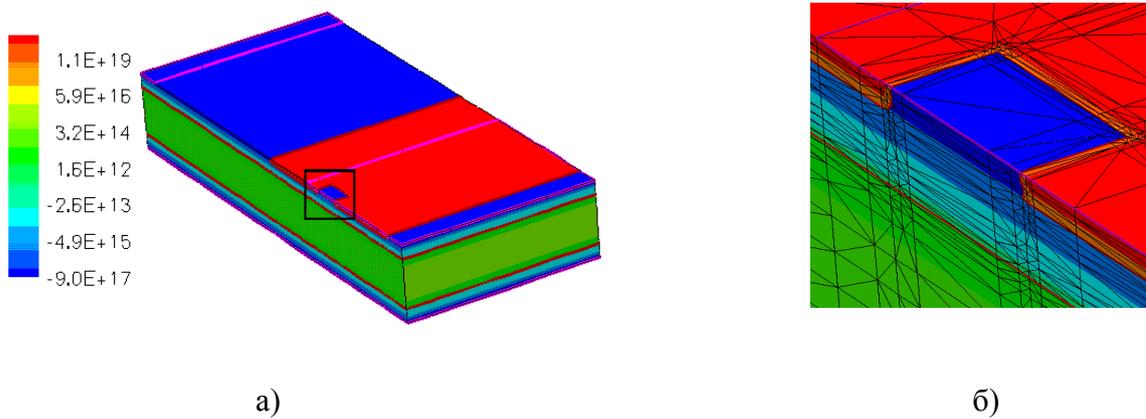


Рис. 2. Трехмерная структура элементарной ячейки вспомогательного тиристора.

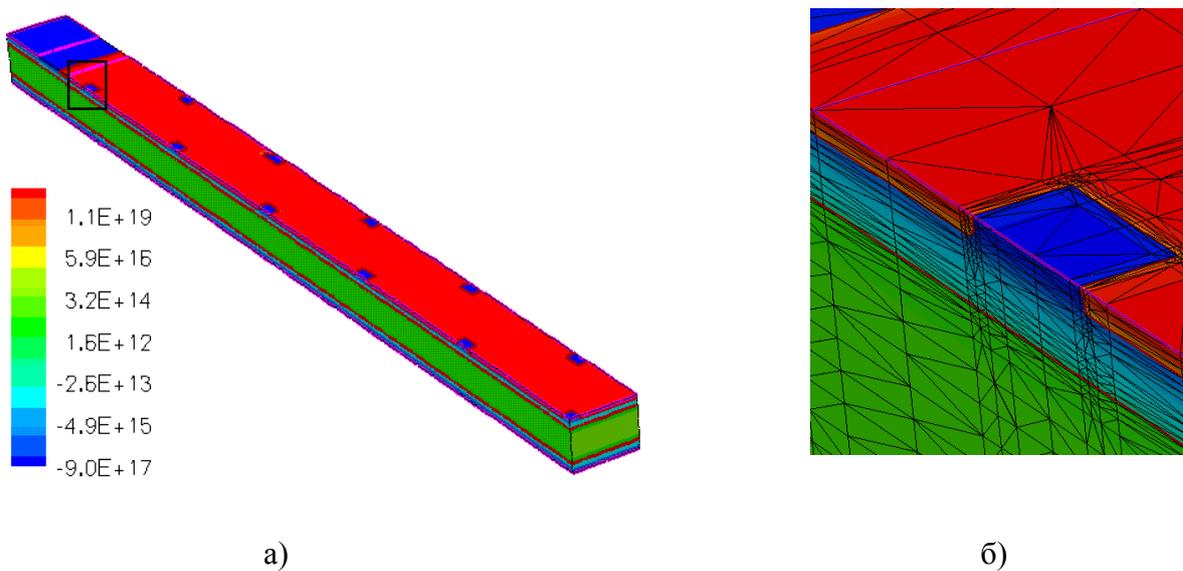


Рис. 3. Трехмерная структура элементарной ячейки основного тиристора.

Контурами фиолетового цвета показаны контакты управляющего электрода и катода (сверху) и анода (снизу). С целью уменьшения количества элементов сетки круглые шунты были заменены на квадратные с сохранением площади, элементарная ячейка вспомогательного тиристора имеет прямоугольную форму. Количество элементарных ячеек вспомогательного и основного тиристоры выбирались таким, чтобы площади катодных эмиттеров вспомогательного и основного тиристоры модели соответствовали площади катодных эмиттеров вспомогательного и основного тиристоры в реальном тиристоре. Количество элементов сетки вспомогательного тиристора около 30000, количество элементов сетки основного тиристора более 130000.

Разработанные трехмерные модели элементарных ячеек учитывают периметр управляющего электрода, а также топологию шунтировки катодного эмиттера. Единственное, что не учитывает модель элементарной ячейки основного тиристора – конструкцию управляющего электрода.

Моделирование заряда обратного восстановления тиристора. Моделирование проводилось с помощью программы SDEVICE, входящей в состав Synopsys TCAD [3]. При моделировании использовалась дрейфово-диффузионная модель, в которой решается феноменологическая система дифференциальных уравнений полупроводника и учитываются следующие эффекты:

- 1) Сужение ширины запрещенной зоны кремния с ростом температуры и концентрации легирующей примеси;
- 2) Рассеяние носителей заряда на фононах и на заряженных ионах примеси, электронно-дырочное рассеяние, а также насыщение дрейфовой скорости носителей заряда в высоких полях;
- 3) Рекомбинация Шокли-Холл-Рида с временами жизни неравновесных носителей заряда, зависящими от концентрации легирующей примеси и температуры, а также Оже-рекомбинация с зависящими от температуры коэффициентами Оже-рекомбинации.

Времена жизни электронов и дырок 4 мкс.

Измерение и моделирование проводилось в следующих условиях:

- амплитуда тока в открытом состоянии: 500 А,
- длительность тока в открытом состоянии: 1500 мкс,
- скорость спада тока di/dt : -20 А/мкс,
- амплитуда обратного напряжения: -80 В.
- температура: 125 °С.

На рисунке 4 показан график обратного тока, полученный в результате моделирования в сравнении с графиком обратного тока реального тиристора, полученным в результате измерений. Из графика видно, что для модели максимальный ток обратного восстановления $I_{rr} = 103$ А., время обратного восстановления $t_{rr} = 9,2$ мкс, заряд обратного восстановления $Q_{rr}=474$ мкКл. Для реального тиристора $I_{rr} = 96$ А, $t_{rr} = 9$ мкс, $Q_{rr} = 432$ мкКл.

Таким образом, заряд обратного восстановления Q_{rr} модели превышает заряд обратного восстановления реального тиристора на 9%.

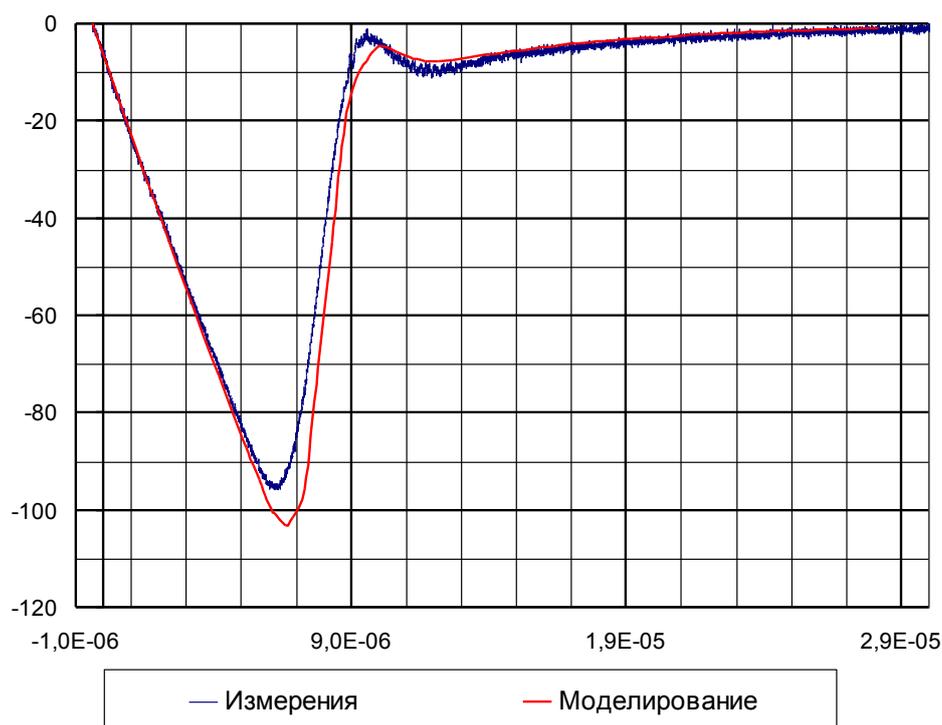


Рис. 4. Графики обратного тока модели и реального тиристора.

Причины такого различия могут быть следующими.

Во-первых, температурная зависимость времени жизни носителей заряда реального тиристора может отличаться от температурной зависимости времени жизни носителей заряда в Synopsys TCAD. Температурная зависимость времени жизни носителей заряда в Synopsys TCAD моделируется степенным законом:

$$\tau(T) = \tau_0 \left(\frac{T}{300} \right)^\alpha$$

где $\alpha = 1.5$ для электронов и дырок. Для реального тиристора показатель степени α может отличаться. Для этого нужно снять температурную зависимость времени жизни реального тиристора и определить показатель степени α .

Во-вторых, реальный тиристор может не полностью включиться за время протекания прямого тока.

Результаты моделирования показали, что только к моменту времени 900 мкс относительно подачи управляющего импульса ток равномерно распространился по всему катодному эмиттеру. Таким образом, время полного включения модели тиристора составляет порядка 900 мкс. Однако в модели все элементарные ячейки основного тиристора включаются одновременно по всему периметру управляющего электрода. В реальном же тиристоре, особенно большого диаметра, содержащим вспомогательный тиристор и основной тиристор с разветвленным управляющим электродом, первоначальное включение основного тиристора происходит далеко не по всему периметру управляющего электрода, а лишь в небольшой области вблизи катода вспомогательного тиристора.

Заключение. В ходе выполнения данной работы получены следующие результаты:

1. Разработаны трехмерные модели элементарных ячеек основного и вспомогательного тиристориков для быстродействующего импульсного тиристора, учитывающие периметр управляющего электрода, а также топологию шунтировки катодного эмиттера. Единственное, что не учитывает модель элементарной ячейки основного тиристора – конструкцию управляющего электрода.

2. Результаты моделирования показали, что заряд обратного восстановления модели превышает заряд обратного восстановления реального тиристора на 9%. Причины такого различия могут быть следующими. Во-первых, температурная зависимость времени жизни носителей заряда реального тиристора может отличаться от температурной зависимости времени жизни носителей заряда в Synopsys TCAD. Во-вторых, реальный тиристор может не полностью включиться за время протекания прямого тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дерменжи П. Г. Расчет силовых полупроводниковых приборов / П. Г. Дерменжи, В. А. Кузьмин, Н. Н. Крюкова и др. – М.: Энергия. 1980. – 184 с.
2. Mesh Generation Tools User Guide. – Synopsys, 2011. – 176 p. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: meshgen_ug.pdf.
3. Sentaurus Device User Guide. – Synopsys, 2011. – 1292 p. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: sdevice_ug.pdf.

ИОНЫЧЕВ В. К., ЗИНКИН С. Д.

МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ ГЛУБОКИХ ЦЕНТРОВ ПО ЗАДЕРЖКЕ
ЛАВИННОГО ПРОБОЯ *p-n*-ПЕРЕХОДОВ

Аннотация. В статье рассматривается метод микроплазменной спектроскопии глубоких уровней. Метод анализируется для случая сильной полевой зависимости коэффициентов эмиссии.

Ключевые слова: коэффициент эмиссии, коэффициент захвата, лавинный пробой, микроплазменный пробой.

IONYCHEV V. K., ZINKIN S. D.

A METHOD TO STUDY THE DEEP-LEVEL TRAPPING
BASED ON THE *p-n*-JUNCTION AVALANCHE BREAKDOWN DELAY

Abstract. The article considers the deep-level microplasma method. The method is analyzed in case of the electric field influence on the carrier emission coefficients.

Keywords: carrier emission coefficient, capture coefficient, avalanche breakdown, microplasma breakdown.

Лавинный пробой *p-n*-переходов обычно сильно локализован. Области локального пробоя имеют очень малые геометрические размеры и меньшее напряжение пробоя по сравнению с однородными областями. Эти области локального пробоя были названы микроплазмами (МП). Одним из основных проявлений микроплазменного эффекта в *p-n*-переходах является импульсный характер лавинного тока. Длительности импульсов и пауз между ними случайны. С ростом приложенного напряжения амплитуда импульсов увеличивается незначительно, но очень сильно возрастает их длительность и сокращаются паузы между ними. При дальнейшем увеличении напряжения появляются новые микроплазмы. Такой характер протекания тока через микроплазмы приводит к появлению разрывов и изломов на вольтамперной характеристике *p-n*-перехода. Наблюдение микроплазменных импульсов может быть затруднено из-за наличия нескольких одновременно работающих микроплазм. При пробое полный ток диода сконцентрирован в области микроплазмы, не смотря на ее малые размеры. Таким образом, напряжение пробоя реального *p-n*-перехода представляет собой напряжение включения первой микроплазмы V_M .

Если на *p-n*-переход подать прямоугольный импульс напряжения, то будет наблюдаться статистическая задержка пробоя микроплазмы, обусловленная отсутствием в течение некоторого времени в канале микроплазмы носителя, способного дать начало лавине. Кроме того, не каждый носитель, попавший в микроплазменный канал, запустит

лавину. Процесс запуска лавины носит случайный характер и определяется вероятностью запуска носителем лавины. При этом считается, что электрическое поле в p - n -переходе мгновенно следует за изменением напряжения. Запускающие носители заряда могут попадать в канал МП, в основном, вследствие четырех механизмов: диффузии из базовых областей, термогенерации носителей в области пространственного заряда (ОПЗ), туннельного эффекта, реэмиссии с глубоких центров (ГЦ). Кроме этих четырех механизмов возможно попадание носителей в канал микроплазмы под действием внешних источников (облучение светом, γ -квантами). Возможно также взаимодействие микроплазм, если они находятся на небольших расстояниях друг от друга. При определенных обстоятельствах, например, слабой фоновой генерации (первые три механизма), четвертый фактор может вносить основной вклад в запуск лавины. Когда концентрация глубоких центров мала, то они будут влиять лишь на частоту микроплазменных импульсов и статистическую задержку пробоя микроплазмы [1].

Целью данной работы является усовершенствование разработанного ранее метода исследования глубоких центров в микроплазменных каналах по статистической задержке лавинного пробоя p - n -перехода.

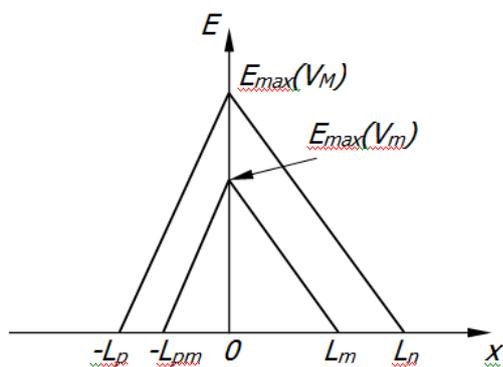


Рис. 1 Распределение электрического поля.

При исследовании вероятности включения микроплазмы при заполнении глубоких центров в микроплазменном канале необходимо точно знать местоположение области эмиссии носителей, участвующих в запуске лавины, так как коэффициент ударной ионизации зависит от электрического поля. На рисунке 1 представлено распределение электрического поля в p - n -переходе при двух напряжениях V_M и V_m .

Рассмотрим p - n -переход, в котором имеются равномерно распределенные глубокие центры с энергетическим уровнем в верхней половине запрещенной зоны и коэффициент эмиссии электронов с глубоких центров намного больше коэффициента эмиссии дырок $e_n \gg e_p$. Пусть p - n -переход находится при такой температуре, при которой уровень Ферми в

n -базе выше глубокого уровня. Подадим на p - n -переход напряжение V_M , равное напряжению включения самой низковольтной микроплазмы. Т. е., при самом незначительном увеличении напряжения смещения, через p - n -переход потечет лавинный ток. На рисунке 2 схематически представлена рассматриваемая структура.

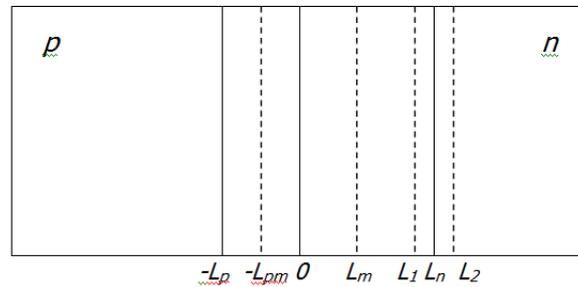


Рис. 2 Схематическое изображение p - n -перехода.

Когда на p - n -переход подано напряжение $V_m < V_M$, область пространственного заряда уменьшится. Граница L_n займет положение L_m , граница $-L_p$ сместится до $-L_{pm}$. Глубокие центры в области от L_m до L_n заполняются электронами со стороны n -базы. В области от $-L_p$ до L_m установившееся при V_m стационарное распределение заряда не изменяется. При приложении напряжения $V_2 > V_m$, ОПЗ увеличится, соответственно увеличится напряженность электрического поля. Со стороны n -базы граница ОПЗ при этом напряжении соответствует L_2 , со стороны p -области граница ОПЗ при напряжении V_2 не показана, т.к. заполнение ГЦ в этой части ОПЗ не изменяется. Измеряются функции распределения длительности статистической задержки микроплазменного пробоя без заполнения ГЦ, при заполнении ГЦ основными носителями заряда кратковременным снижением обратного напряжения на переходе до V_m и определяется результирующая (разностная) функция, содержащая основную информацию о ГЦ в области заполнения микроплазменного канала [2; 3]. Типичные функции распределения приведены на рисунке 3.

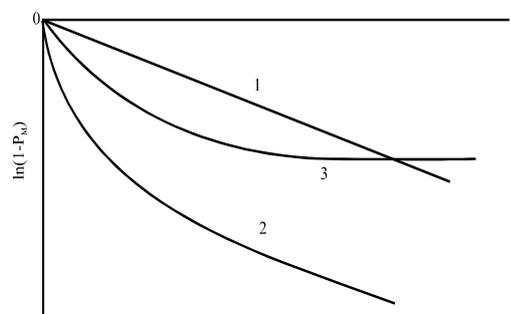


Рис. 3 Функция распределения статистической задержки пробоя по длительности:

1 — без заполнения ГЦ, 2 — при заполнении ГЦ, 3 — разностная кривая.

Если существует полевая зависимость коэффициентов эмиссии носителей заряда с глубоких центров, то после снижения обратного напряжения до напряжения заполнения V_m , изменится электрическое поле, изменится распределение зарядов на глубоких уровнях в области от $-L_p$ до L_m [4]

$$f_m = \frac{c_n n + e_p}{c_n n + e_n + c_p p + e_p}, \quad (1)$$

где c_n, c_p – коэффициенты захвата электронов и дырок, соответственно, e_n, e_p – коэффициенты эмиссии, f_m – распределение зарядов на глубоких уровнях, n, p – концентрация электронов и дырок, соответственно.

Это, в свою очередь, может внести значительный вклад в вероятность включения микроплазмы. Поэтому при исследовании глубоких центров в относительно слабых полях, т. е. в области от L_m до L_n необходимо исключить влияние запуска лавины носителями, эмитированными с ГЦ в области от $-L_p$ до L_m .

В связи с этим предлагается проводить измерения статистической задержки микроплазменного пробоя на прямоугольных импульсах напряжения следующего вида, представленные на рисунке 4.

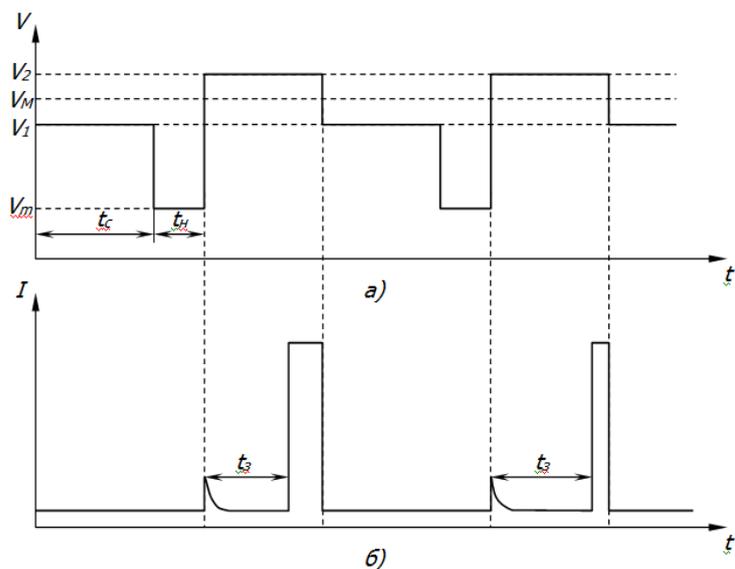


Рис. 4 Форма импульсов напряжения для измерения задержки пробоя:

а) напряжение, прикладываемое к диоду, б) ток через диод.

Время t_c выбирают таким образом, чтобы в p - n -переходе успевало устанавливаться стационарное состояние ГЦ. Время t_n должно быть гораздо меньше времени перераспределения заряда на ГЦ под действием электрического поля в области от $-L_p$ до L_m , и в тоже время, чтобы ГЦ в области от L_m до L_l заполнились основными носителями заряда (электронами) со стороны n -базы. Это можно сделать, так как время перераспределения

носителей заряда на ГЦ под действием электрического поля определяется коэффициентами эмиссии носителей заряда с ГЦ, а заполнение ГЦ электронами в области от L_m до L_1 при попадании ее в n -базу при снижении напряжения до V_m определяется коэффициентом захвата основных носителей заряда на ГЦ, который гораздо больше. Таким образом, можно исследовать влияние на вероятность включения микроплазмы только тех глубоких центров, которые эмитируют носители заряда (в данном случае электроны) из области заполнения от L_m до L_1 . Для исключения перераспределения заряда ГЦ в области от $-L_p$ до L_1 , $V_2 - V_1$ должно быть много меньше V_2 . При этом эмиссия носителей с глубоких центров в области заполнения от L_1 до L_2 может влиять на вероятность включения микроплазмы. Однако электрическое поле в этой области настолько слабое, что эмитируемые с ГЦ электроны не будут оказывать влияние на запуск лавины. Если же эмиссия носителей заряда в этой области влияет на запуск лавины, этот вклад можно учесть при измерении функции распределения задержки лавинного пробоя без заполнения ГЦ (фоновый запуск лавины) как и в разработанной ранее методике. Изменяя напряжение V_m можно изменять область заполнения ГЦ основными носителями заряда и исследовать влияние эмиссии носителей с ГЦ на запуск лавины в различных областях p - n -перехода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Грехов И. В., Сережкин Ю. Н. Лавинный пробой в полупроводниках. – Л. : Энергия, 1980. – 152 с.
2. Булярский С. В., Сережкин Ю. Н., Ионычев В. К. Статистическая задержка пробоя микроплазмы в фосфидгаллиевых p - n -переходах // ФТП. – 1999. – Т. 33. – №. 11. – С. 1345–1349.
3. Ионычев В. К., Ребров А. Н. Исследование глубоких центров в микроплазменных каналах кремниевых лавинных эпитаксиальных диодов // ФТП. – 2009. – Т. 43. – №. 7. – С. 980–984.
4. Булярский С. В., Грушко Н. В. Генерационно-рекомбинационные процессы в активных элементах. – М. : Изд-во Моск. ун-та, 1995. – 391 с.

ЕВИШЕВ А. В., ИВЕНИН С. В.

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ ШИРИНЫ ЗАПРЕЩЕННОЙ ЗОНЫ
В КАРБИДЕ КРЕМНИЯ ОПТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ**

Аннотация. В статье проводятся результаты исследования ширины запрещенной зоны карбида кремния оптическим методом. Для его определения использовали спектрофотометр СФ-46. Образцы карбида кремния были разных политипов, имели разный тип проводимости, а также были получены разными методами (Лели и ЛЭТИ).

Ключевые слова: карбид кремния, коэффициент поглощения, коэффициент пропускания, ширина запрещенной зоны, коэффициент отражения, кристаллическая структура.

YEVISHEV A. V., IVENIN S. V.

**DETERMINATION OF THE WIDTH OF THE SILICON CARBIDE FORBIDDEN ZONE
BY THE OPTICAL METHOD**

Abstract. The article presents the results of determination of the width of the silicon carbide forbidden zone by the optical method. The spectrophotometer SF-46 was used. The samples of silicon carbide were of different polytypes and had different types of conductivity. Also different methods (Lely and LETI) were used to obtain the samples tested.

Keywords: silicon carbide, absorption coefficient, transmission coefficient, width of the forbidden zone, reflection coefficient, crystal structure.

Карбид кремния (SiC) – бинарное неорганическое соединение, в природе встречается чрезвычайно редко в виде минерала – муассанита.

В карбиде кремния возможны два типа кристаллической решетки: кубическая (3С–SiC) и гексагональная (2Н–SiC), а также более сложные структуры, состоящие из комбинаций кубических и гексагональных слоев. В настоящее время известно около 200 политипов карбида кремния, среди которых наиболее исследованы 4Н–SiC и 6Н–SiC, а также ранее названные простейшие конфигурации. Некоторые параметры ряда политипов карбида кремния приведены в таблице 1.

Одним наиболее важных параметров п/п материалов является ширина запрещенной зоны, которая в различных политипов карбида кремния может меняться в широких пределах от 2,2 до 3,3 эВ.

Свойства основных политипов карбида кремния

Политип	3С	4H	6H
Кристаллическая структура	Кубическая	Гексаганальная	Гексаганальная
Постоянные решетки ($\overset{0}{A}$)	4,3596	3,073; 10,053	3,08; 15,12
Плотность (г/см ³)	3,21	3,21	3,21
Ширина запрещенной зоны (эВ)	2,36	3,23	3,05
МОС (ГПа)	250	220	220
Теплопроводность (Вт/см · К)	3,6	3,7	4,9

Существует несколько методов определения ширины запрещенной зоны в полупроводниках: по температурной зависимости носителей заряда (или удельной электропроводности); по спаду фотопроводимости; по краю основной полосы оптического поглощения и другие методы [1]. Использование метода оптического поглощения является предпочтительным, так как не предъявляется особых требований к форме и размерам образца и обеспечивается достаточно высокая точность.

Суть метода заключается в том, что пучок монохроматического света, направленный на поверхности полупроводника, претерпевает частично отражение, а проходя через слой проводника-поглощение. В результате интенсивность света уменьшается. Относительное изменение интенсивности света в слое единичной толщины называется коэффициентом поглощения. Величина коэффициента поглощения зависит от длины волны (λ) падающего излучения, а зависимость $\alpha = f(\lambda)$ – называется спектром поглощения.

Коэффициент поглощения α может быть рассчитаны из измерений коэффициента отражения (R) и коэффициента пропускания (T) по формуле [2]:

$$\alpha = \frac{1}{d} \ln \frac{(1-R)^2}{T} \quad (1)$$

где d – толщина образца, R – коэффициент отражения, T – коэффициент пропускания.

Формула (1) справедлива при $T < 10\%$. Если $T > 10\%$, то для расчета коэффициента поглощения необходимо использовать соотношение (2):

$$T = \frac{(1 - R)^2 \exp(-\alpha d)}{1 - R^2 \exp(-2\alpha d)} \quad (2)$$

Для определения ширины запрещенной зоны оптическим методом наибольшее значение имеет собственные и фундаментальные поглощение света, обусловленное переходами электронов из валентной зоны в зону проводимости. Собственное поглощение возможно в том случае, если энергия фотонов (квантов света) превышает ширину запрещенной зоны. В зависимости от ширины запрещенной зоны оно проявляется в видимой или ближней инфракрасной области спектра. Карбид кремния имеет запрещенную зону в диапазоне $\Delta E_g = 2,2 - 3,3 \text{ эВ}$. Следовательно, край полосы находится в диапазоне длин волн $0,35 - 0,55 \text{ мкм}$, т. е. в видимой области спектра.

При переходе электрона из валентной зоны в зону проводимости под действием кванта света возможны два типа переходов. Переходы, в которых участвует только фотон и электрон называется прямыми, а переходы в которых кроме фотона и электрона участвует фонон, называется непрямыми, т.е. изменение энергии электрона при поглощении кванта света сопровождается изменением энергии кристаллической решетки.

Для прямых переходов зависимость коэффициента поглощения от энергии кванта света можно записать в виде [3]:

$$\alpha = B(h\nu - \Delta E_g)^{1/2}, \text{ если } h\nu > E_g, \quad (3)$$

ΔE_g – ширина запрещенной зоны,

$h\nu$ – энергия кванта света,

B – некоторая константа .

Экстраполируя меньший участок зависимости $\alpha^2 = f(h\nu)$ до пересечения с осью $h\nu$ можно определить величину запрещенной зоны для прямых переходов.

В случае непрямых переходов зависимость коэффициента поглощения от энергии фотона носит более сложный характер, который в общем случае может быть описан функцией: $\alpha^{1/2} = f(h\nu)$, (4) если $\Delta E_g - E_\phi < h\nu < \Delta E_g + E_\phi$, где

E_ϕ – энергия фотона, который поглощается или испускается при непрямых переходах.

Оптические исследования основных политипов карбида кремния проведенные различными авторами [4] показали, что для них характерны непрямые переходы. Типичный график зависимости $\alpha^{1/2} = f(h\nu)$ имеет два прямолинейных участка, как показана на рис. 1.

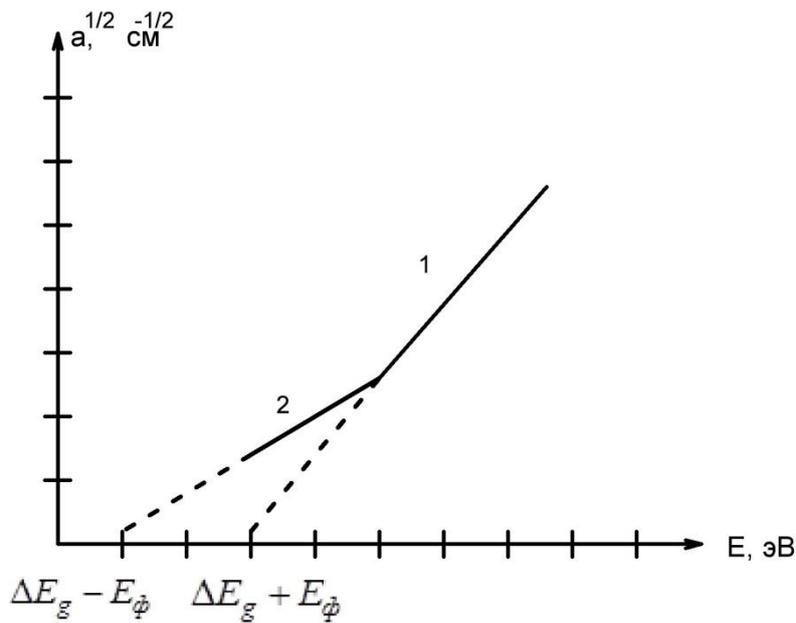


Рис. 1 Зависимость коэффициента поглощения от энергии фотона в полупроводниках с непрямыми переходами.

Длина отрезка между точками $\Delta E_g - E_\phi$ и $\Delta E_g + E_\phi$ равна $2E_\phi$, а посередине находится точка $h\nu = \Delta E_g$.

Для проведения исследований были взяты три образца карбида кремния. Образец № 1 получен методом Лели неизвестного политипа, толщиной 1500 мкм, имеющий форму шестигранника с размерами $16 \times 6 \text{ мм}$, n-типа проводимости, легированный азотом с естественными полированными гранями. Образцы № 2 и № 3 получены методом ЛЭТИ, 6Н-политипа, имеют форму дисков диаметром 24 мм, с двухсторонней полировкой и полированной с помощью алмазных паст. Образец № 2 – p-типа проводимости с концентрацией акцепторов $2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, толщина образца 500 мкм. Образец № 3 – n-типа проводимости с концентрацией доноров $1 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, толщина образца 1000 мкм.

Для построения спектров поглощения по формулам (1) и (2) были измерены коэффициенты пропускания T всех образцов в диапазоне 0,35–0,55 мкм на спектрофотометре СФ – 46. Принцип измерения коэффициента пропускания на спектрофотометре СФ – 46 основан измерении отношения двух световых потоков: потока прошедшего через исследуемый образец и потока, падающего на образец. Результаты измерений представлены в таблице 2 и на рисунке 2.

Таблица 2.

Экспериментально измеренные значения

а) образец № 1, $d = 1,5$ мм

$T, \%$	0,58	0,84	0,88	0,99	1,3	2,3	7,6	12	15,3	16,3	15,3	14,6	13,9	12,8
$\lambda, \text{нм}$	400	410	421	430	440	450	460	480	495	510	532	540	550	560
$h\nu, \text{эВ}$	3	2,92	2,85	2,79	2,72	2,66	2,6	2,5	2,42	2,35	2,25	2,22	2,18	2,14

б) образец № 2, $d = 0,5$ мм

$T, \%$	0,21	4,38	7,14	10,42	12,7	14,1	14,5	14,4	13,9	19,1	48,5	57,2	60,1	62,3	63,9
$\lambda, \text{нм}$	400	410	415	420	425	430	435	440	445	450	455	460	465	470	475
$h\nu, \text{эВ}$	3	2,92	2,89	2,85	2,82	2,79	2,75	2,72	2,69	2,66	2,63	2,6	2,58	2,55	2,52
$T, \%$	66	72,9	72,3	71	70	68,3	65,6	62,9	57,8	53,4	49,7	45,8			
$\lambda, \text{нм}$	480	490	495	500	505	510	515	520	530	540	550	560			
$h\nu, \text{эВ}$	2,5	2,44	2,42	2,4	2,37	2,35	2,33	2,3	2,26	2,22	2,18	2,14			

в) образец № 3, $d = 1$ мм

$T, \%$	31,3	26,9	23,2	19,9	14,8	10,9	8,1	6	4,4	3,3	3,3
$\lambda, \text{нм}$	828,5	578,2	429,5	419,5	404,5	402,5	400	399,5	399,5	363,4	328
$h\nu, \text{эВ}$	1,44	2,07	2,79	2,86	2,96	2,98	3	3	3	3,3	3,65

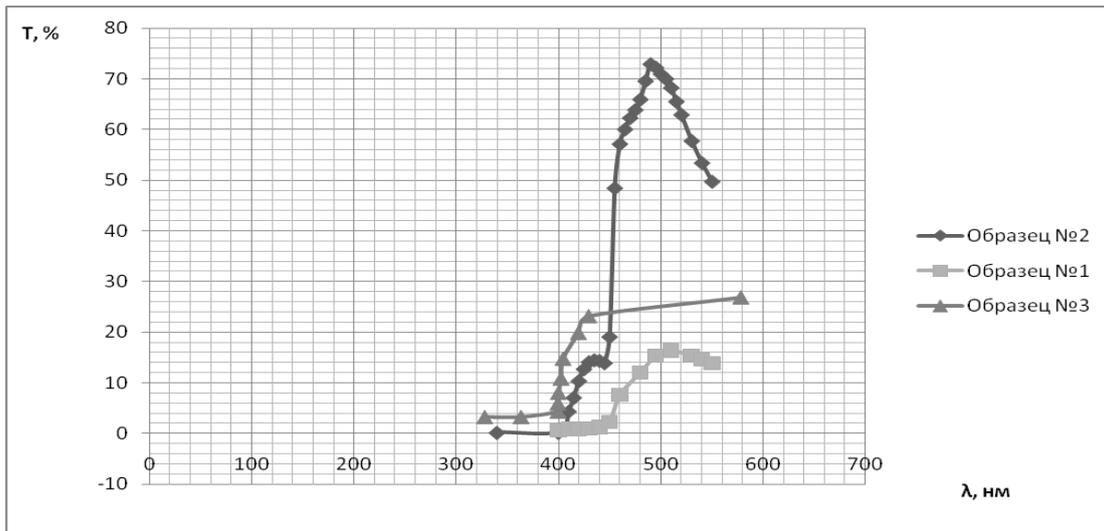


Рис. 2 Спектры пропускания образцов SiCэ.

Как видно из рисунка 2, край полосы собственного поглощения у всех 3-х образцов находится в области длин волн 380–460 нм. Для более точного определения края полосы поглощения и ширины запрещенной зоны необходимо рассчитать коэффициент поглощения α и построить графики функции $\alpha^{1/2} = f(h\nu)$.

Исследования отражательной способности различных политипов карбида кремния показали, что коэффициент отражения R в видимой и ближней инфракрасной области спектра есть величина постоянная и равная 0,185 [4]. Результаты расчета α от всех 3-х образцов в координатах $\alpha^{1/2} = f(h\nu)$ представлены на рисунках 3, 4, 5.

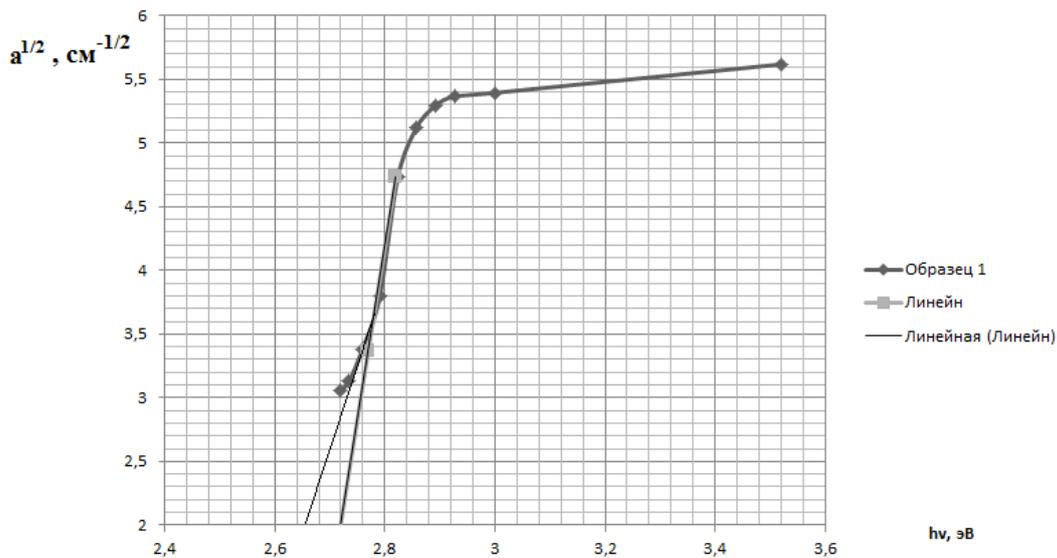


Рис. 3 Зависимость коэффициента поглощения от энергии фотона для образца № 1.

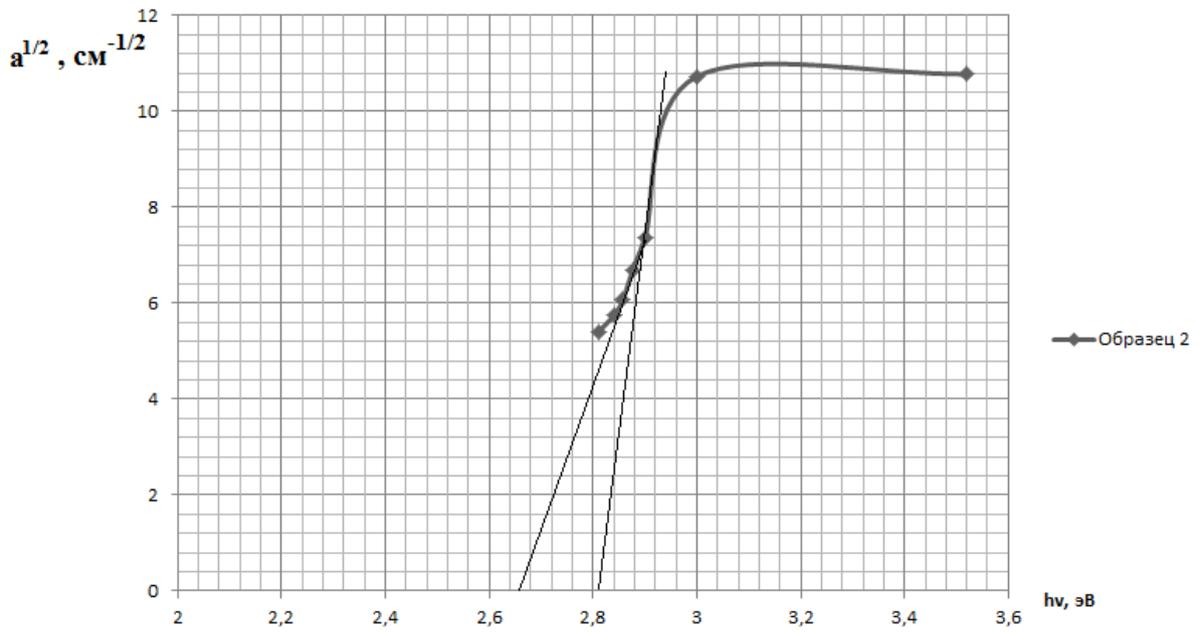


Рис. 4 Зависимость коэффициента поглощения от энергии фотона для образца № 2.

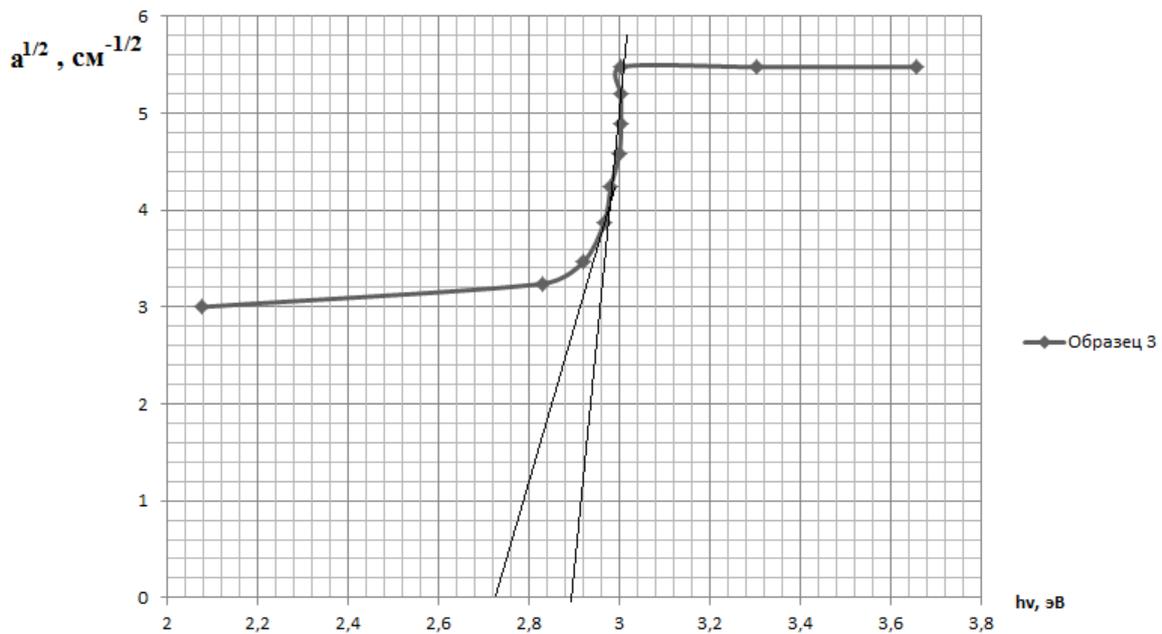


Рис. 5 Зависимость коэффициента поглощения от энергии фотона для образца № 3.

Экстраполируя прямолинейные участки на графиках рисунок. 3, 4, 5 по пересечению с осью абсцисс получаем значения оптической ширины запрещенной зоны, которая равна: для первого образца – 2,72 эВ, для второго – 2,81 эВ, для третьего образца – 2,94 эВ. Значения ΔE_g для второго и третьего образца хорошо соответствуют значения ΔE_g определенным различными авторами для 6H-SiC. Значение ΔE_g для первого образца равна 2,72 эВ и поэтому можно утверждать, что первый образец является 15R-SiC политипом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Павлов Л. П. Методы измерения параметров полупроводниковых материалов. – М.: Высш. шк., 1987. – 239 с.
2. Уханов Ю. И. Оптические свойства полупроводников. – М.: Наука, 1977. – 366 с.
3. Панков Ж. Оптические процессы в полупроводниках. – М.: Мир, 1973. – 458 с.
4. Добролеж С. А., Зубкова С. М., Кравец В. А. Карбид кремния. – Киев: Гос. изд-во техн. лит. УССР, 1963. – 316 с.

МУСКАТИНЬЕВ А. В., ПРОНИН П. И.

ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ СВАРКИ

Аннотация. В статье обсуждаются проблемы выбора силовой схемы для сварочного источника. Приводится описание электрической принципиальной схемы инверторного источника.

Ключевые слова: силовые ключи, высокочастотный трансформатор, широтно-импульсный модулятор.

MUSCATINYEV A. V., PRONIN P. I.

INVERTER POWER SOURCE FOR WELDING

Abstract. The article considers the problem of selecting a power scheme for welding source. The authors describe the electric circuit for inverter source.

Keywords: power switch, high-frequency transformer, pulse-width modulator.

Наиболее эффективными и технически сложными источниками сварочного тока на сегодняшний день являются сварочные инверторы. Они активно вытесняют «классические» источники сварочного тока на основе трансформаторов и выпрямителей из-за лучших массогабаритных показателей и более широких сервисных функций, облегчающих процесс сварки.

При проектировании сварочного источника возникает ряд проблемных вопросов, имеющих неоднозначное решение. Основными из них являются обоснованный выбор силовой схемы, способ формирования выходной вольтамперной характеристики и реализация цепей защиты преобразователя при возникновении аварийных режимов.

Схемы силовой части сварочных инверторов отличаются большим разнообразием. Применяются однотактные и двухтактные преобразователи. Наибольшее распространение получила схема прямоходового двухтранзисторного преобразователя [1] (рис. 1), отличающаяся надежностью и простотой.

К недостаткам схемы следует отнести повышенные токи через транзисторы, что предъявляет особые требования к конденсаторам входного фильтра. Одностороннее перемагничивание сердечника трансформатора также ухудшает энергетические показатели преобразователя.

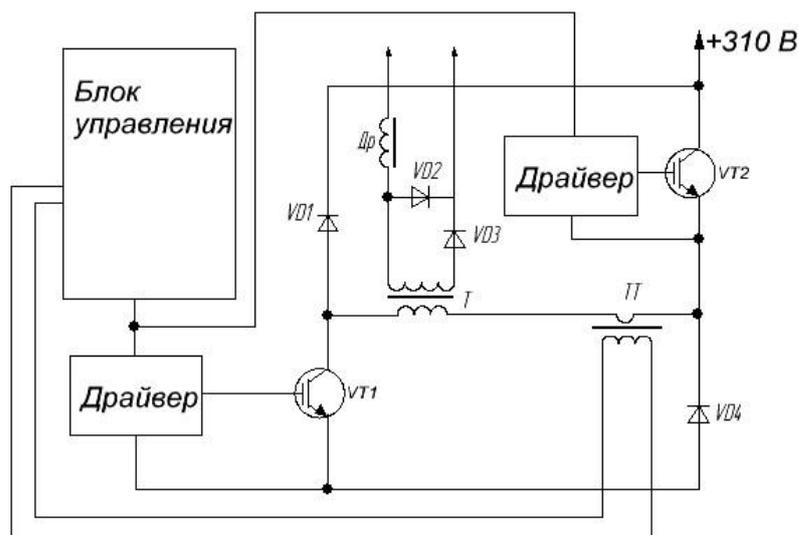


Рис.1. Прямоходовая двухтранзисторная схема.

Мостовая схема (рис. 2) позволяет получить в нагрузке мощность в 2 раза больше предыдущей при тех же величинах токов ключей. Система управления силовыми ключами должна формировать защитные интервалы между импульсами управления с целью устранения сквозных токов. Для обеспечения полной симметрии плеч моста желательно последовательно с первичной обмоткой включить неполярный пленочный конденсатор, рассчитанный на большую амплитуду переменного тока первичной обмотки трансформатора. Использование в схеме четырех силовых транзисторов и драйверов управления приводит к удорожанию инвертора.

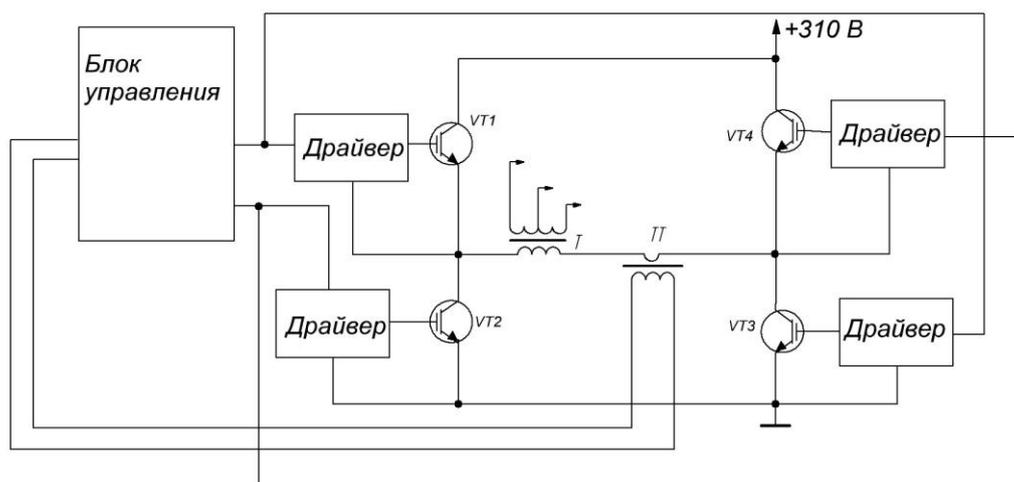


Рис. 2. Мостовая схема преобразователя.

В полумостовой схеме (рис. 3) для обеспечения в нагрузке такой же мощности, как и в мостовой, требуется удвоенное значение амплитуды токов через ключи. При выборе

полевых транзисторов в качестве ключей, можно получить определенный выигрыш в ряде параметров. Номенклатура полевых ключей на сравнительно большие токи при умеренных допустимых значениях напряжения стока (порядка 400 В) достаточно обширна и выигрывает по цене с IGBT транзисторами, а повышенная частота коммутации полевых транзисторов позволяет улучшить массогабаритные показатели сварочного инвертора. Следует отметить, что в мостовой и полумостовой схемах силовой трансформатор работает в режиме двухстороннего перемагничивания. В полумостовой схеме, по сравнению с мостовой, к первичной обмотке силового трансформатора прикладывается напряжение вдвое меньше, что облегчает его конструктивное исполнение.

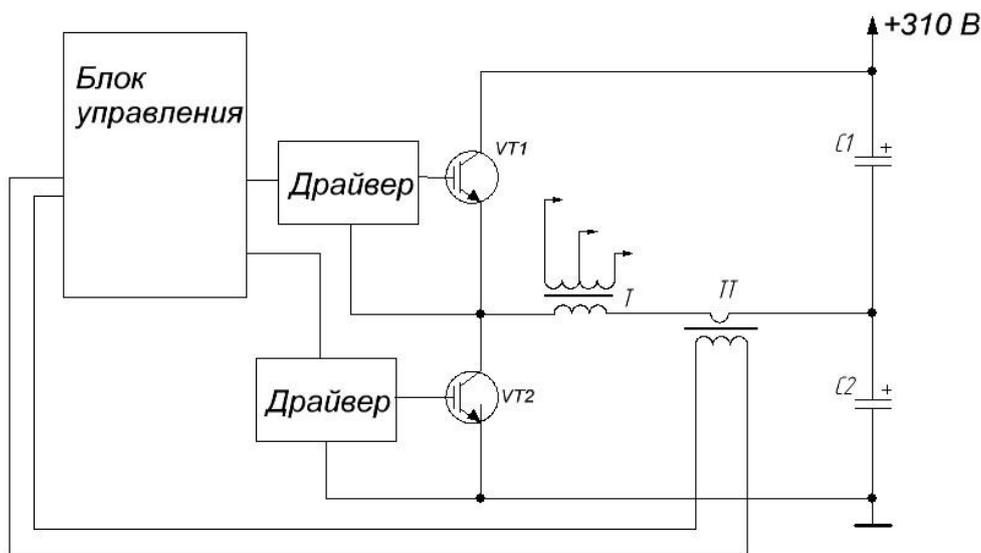


Рис. 3. Схема полумостового преобразователя.

Перспективным видом сварочных инверторов в последние годы являются инверторы на основе резонансной мостовой или полумостовой схемы (рис. 4) [2]. Основу такой схемы представляет последовательный резонансный LC контур, к которому поступает симметричное прямоугольное импульсное напряжение, формируемое ключами. Контур, в первом приближении, состоит из резонансного дросселя $DP_{рез}$ и конденсатора $C_{рез}$. Ток контура имеет форму, близкую к синусоидальной, и коммутация ключей происходит при нулевом значении тока. Из-за этого потери на переключение транзисторов уменьшаются, а требования к форме управляющих импульсов снижаются, что позволяет обойтись без специальных драйверов. Регулировка тока в нагрузке осуществляется изменением частоты работы инвертора. Основной недостаток резонансных преобразователей проявляется в повышенных требованиях к конструктивному исполнению дросселя резонансного контура и трудностям при расчете и настройке резонансного режима инвертора.

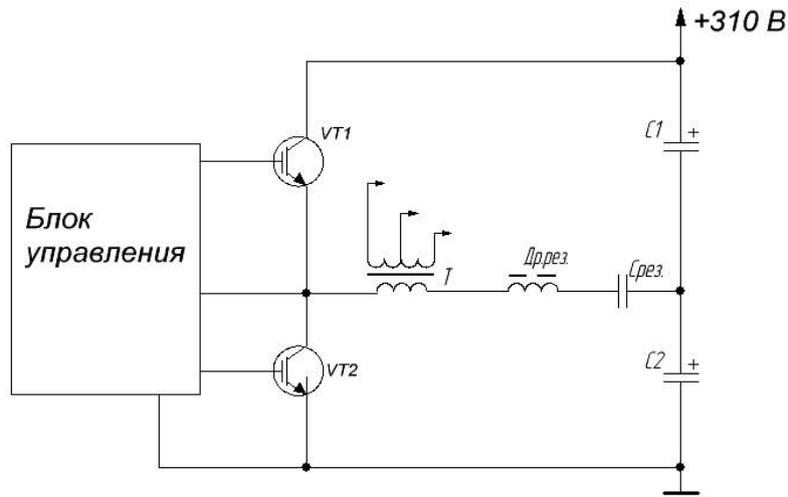


Рис. 4. Резонансный полумостовой инвертор.

В основе принципиальной схемы силовой части разработанного инверторного источника питания для сварки (рис. 5) использована полумостовая схема преобразователя. Опишем работу основных элементов схемы.

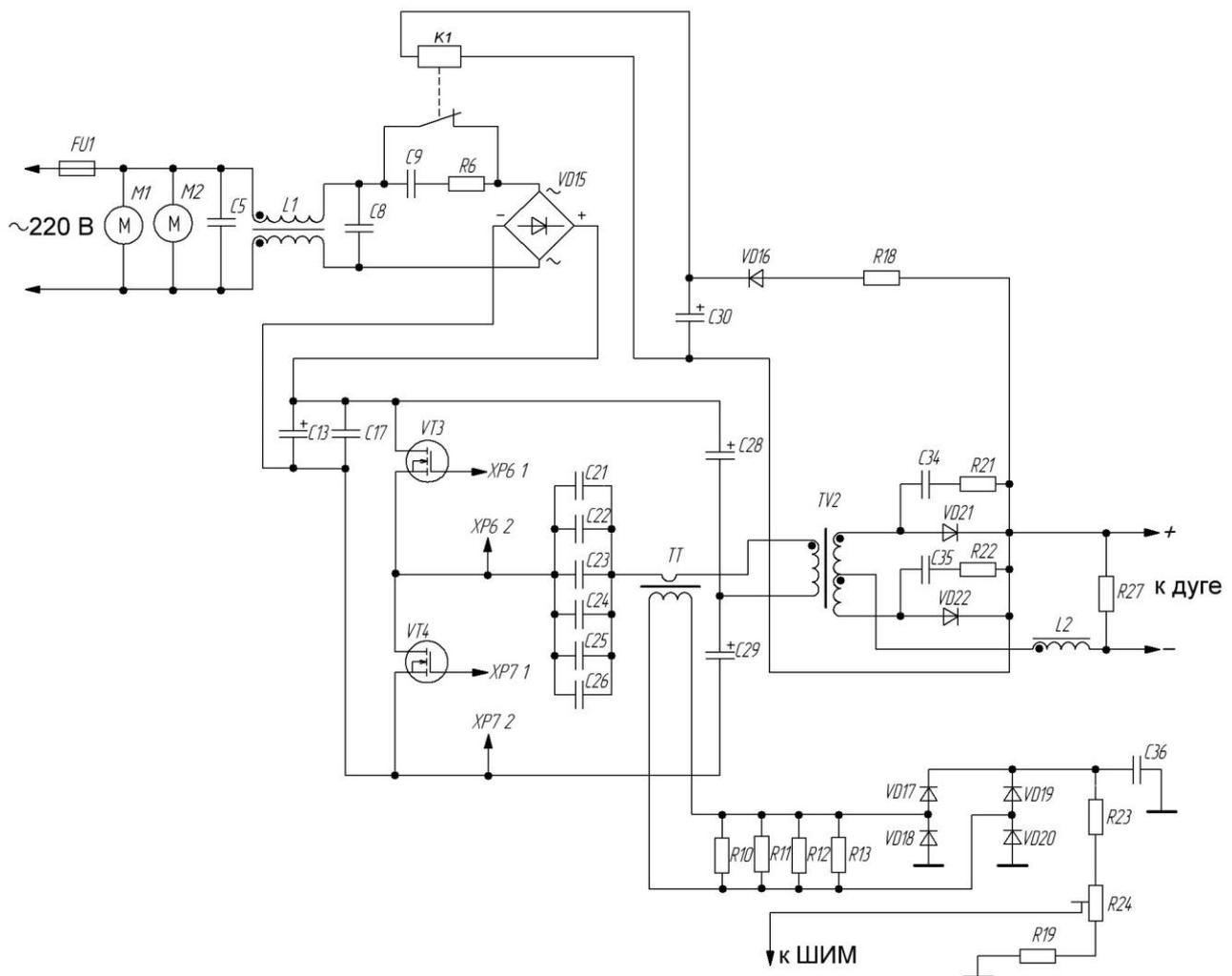


Рис. 5. Принципиальная схема силовой части сварочного источника.

Переменное напряжение сети 220 В, 50 Гц поступает через сетевой выключатель *SA1* на помехоподавляющий фильтр. Помехоподавляющий фильтр, выполненный на элементах *C5*, *C8*, *L1*, служит для исключения прохождения помех от источника, в питающую сеть. На входе помехоподавляющего фильтра стоит плавкий предохранитель *FU1*, защищающий от перегрузки по току и от сетевых перенапряжений. С выхода помехоподавляющего фильтра напряжение через цепь *R6*, *C9* поступает на диодный мост *VD15*, где выпрямляется и сглаживается конденсатором *C13*.

При включении в сеть емкость *C13* медленно заряжается через цепь *R6*, *C9*, которая служит для ограничения входного тока. Когда напряжение на выходе вырастет до 40В, включается запускающее реле *K1*, своими контактами шунтирующее токоограничивающую цепь *R6*, *C9*, и напряжение на выходе достигает 60 В. С конденсатора *C13* выпрямленное напряжение поступает на двухтактный полумостовой преобразователь (*VT3*, *VT4*, *C28*, *C29*), где оно преобразуется в напряжение высокой частоты ($f=30$ кГц). С выхода преобразователя высокочастотное напряжение, через трансформатор тока (*TT*), поступает на первичную обмотку импульсного трансформатора *TV2*. В качестве силовых ключей инвертора выбраны мощные полевые транзисторы *IRF4868*.

Трансформатор *TV2* уменьшает амплитуду высокочастотного напряжения с выхода преобразователя до величины напряжения холостого хода, а также осуществляет гальваническую развязку сварочной цепи от питающей сети.

Переменное напряжение, снимаемое с выхода трансформатора *TV2*, выпрямляется двухполупериодным выпрямителем на диодах *VD21* и *VD22*. Пульсации выпрямленного тока сглаживаются с помощью выходного дросселя *L2*, после которого постоянный ток поступает в сварочную цепь.

Отпирающие импульсы для транзисторов *VT3* и *VT4* двухтактного полумостового преобразователя формируются системой управления (рис. 6), состоящей из ШИМ-контроллера (*DA5*) и оптронных драйверов *DA6*, *DA7* (*HCPL3180*). ШИМ-контроллер вырабатывает импульсы, поступающие на вход драйверов *DA6*, *DA7*. С драйверов сформированные управляющие сигналы поступают на транзисторы *VT3*, *VT4* двухтактного полумостового преобразователя.

Для формирования падающей ВАХ сварочного источника используется отрицательная обратная связь (ООС) по току, организованная с помощью трансформатора тока, включенного в первичную обмотку импульсного трансформатора *TV2* (рис.5). Напряжение с трансформатора тока, пропорциональное сварочному току, подается на инвертирующий вход операционного усилителя рассогласования ШИМ-контроллера *DA5*

(рис.6), на неинвертирующий вход которого поступает опорное напряжение. Опорное напряжение (резистор R8) определяет величину сварочного тока.

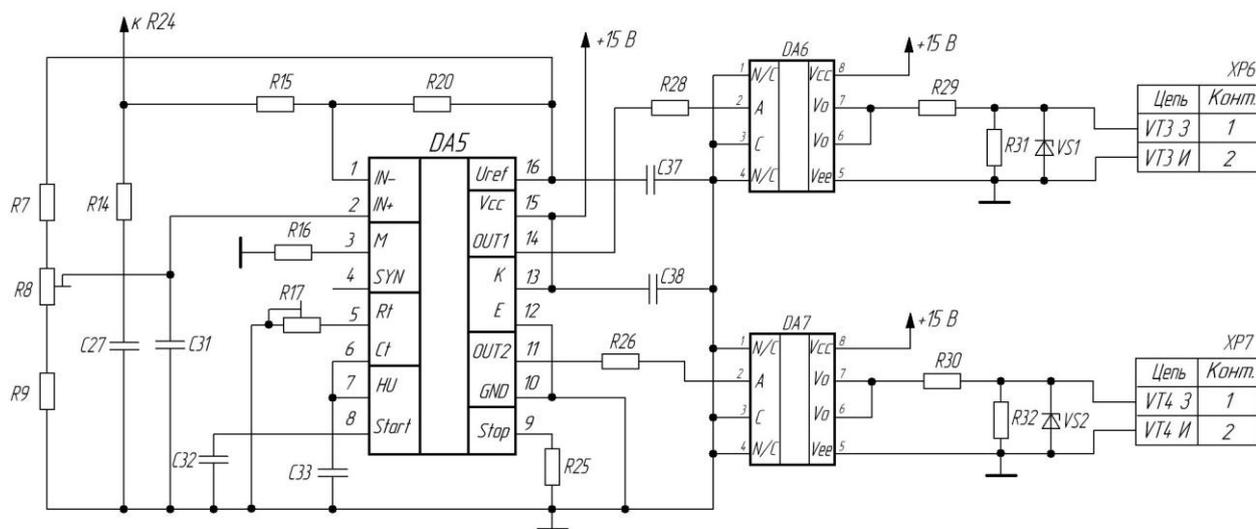


Рис. 6. Принципиальная схема системы управления.

Электронные компоненты инвертора питаются от источника питания, принципиальная схема которого показана на рис. 7.

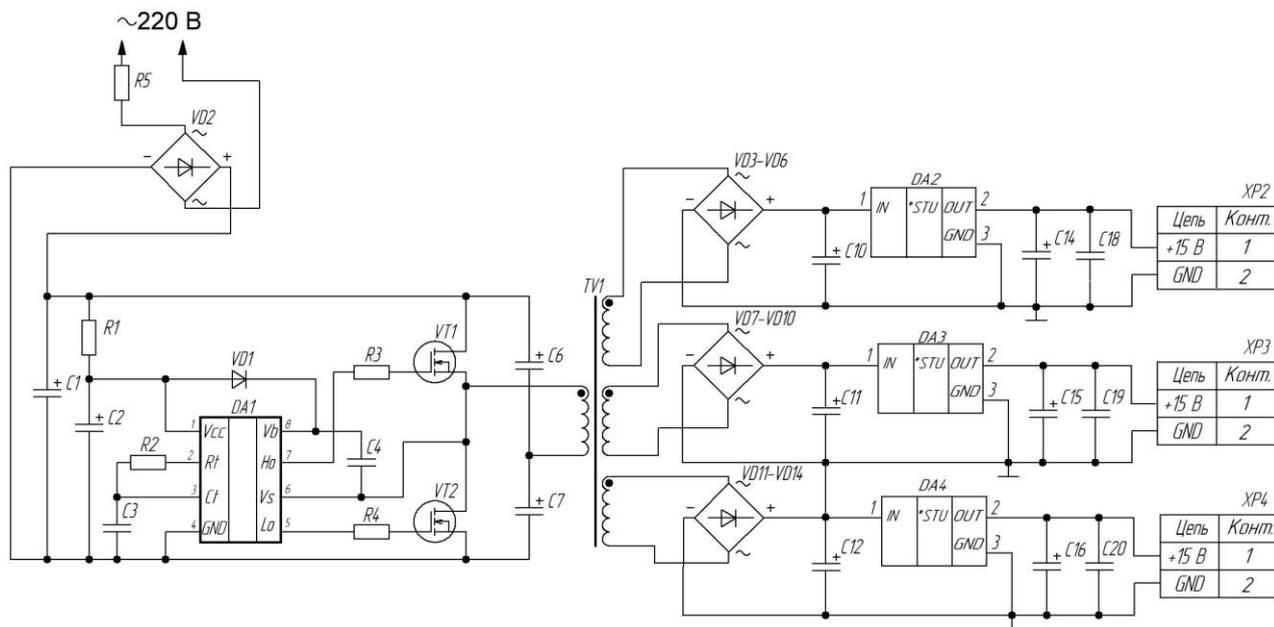


Рис. 7. Принципиальная схема источника питания.

Основу источника питания составляет двухтактный полумостовой преобразователь (VT1, VT2, C6, C7), который преобразует постоянное напряжение в переменное напряжение высокой частоты ($f=120$ кГц). В качестве транзисторов VT1 и VT2 используются ключи IRF840, которые управляются с помощью драйвера DA1, на основе микросхемы IR2153. Напряжение сети, поступающее на источник питания с помехоподавляющего фильтра

выпрямляется диодным мостом $VD2$ и сглаживается конденсатором $C1$. С помощью трансформатора $TV1$ амплитуда выходного высокочастотного напряжения преобразователя понижается до необходимой величины. Поскольку для оптронных драйверов требуется отдельное питание, на выходе источника питания предусмотрено три выходных канала. Трансформатор $TV1$ имеет три вторичных обмотки, напряжение с которых выпрямляется диодными мостами $VD3–VD6$, $VD7–VD10$, $VD11–VD14$. Для стабилизации напряжения используются линейные стабилизаторы $DA2–DA4$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семенов Б. Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов. – М.: СОЛОН-Р, 2001. – 327 с.
2. Негуляев В. Ю. Сварочный инвертор – это просто. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.chipmaker.ru/topic/11702/>.

ЕГОРОВ П. П., МУСКАТИНЬЕВ А. В.
ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ
БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ ДЛЯ ТЕПЛОВЫХ СИСТЕМ

Аннотация. Обсуждаются структуры источников бесперебойного питания (ИБП) для систем теплоснабжения. Предлагается вариант построения ИБП, оптимальный по массогабаритным показателям и цене.

Ключевые слова: ИБП, ШИМ-инвертор, синусоидальный сигнал, импульсный сигнал.

EGOROV P. P., MUSKATINYEVA A. V.
UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES FOR THERMAL SYSTEMS:
CONSTRUCTION FEATURES

Abstract. The article considers the structures of the uninterruptible power sources (UPS) for heat supply systems. The authors offer an UPS construction with optimum weight-size parameters and reasonable price.

Keywords: UPS, PWM-inverter, sinusoidal signal, pulse signal.

Для питания систем индивидуального отопления с котлами, оснащенными системой автозапуска и циркуляционными электронасосами, применяют источники бесперебойного питания (ИБП), предназначенные для непрерывного электроснабжения. Применение ИБП позволяет длительное время с высокой степенью надежности эксплуатировать тепловые котлы, снижая риск выхода из строя их системы автоматики.

На рынке присутствует значительное число разновидностей ИБП российских и иностранных фирм. Среди них можно отметить компании APC, POWERCOM, INVENSYS, TEPLOCOM, ПО БАСТИОН и др.

Как известно, выходное переменное напряжение ИБП может быть прямоугольной формы (меандр), или представлять собой синусоиду. Источники с прямоугольной формой напряжения могут быть использованы в системах с активной нагрузкой (лампы накаливания, нагревательные приборы, персональные компьютеры с бестрансформаторным источником питания). ИБП с синусоидальной формой напряжения применяют в системах с индуктивными элементами (трансформаторы, насосы, двигатели). Именно к такому классу устройств относятся системы отопления. Кроме этого, в ИБП для систем отопления необходимо обеспечить гальваническую изоляцию нагрузки (котла) от сети. Это необходимо для соединения клемм ЗЕМЛЯ и НОЛЬ на котле (принудительное зануление) с целью

функционирования режима автоматического включения котла при подаче на него напряжения. Такое требование объясняется особенностью работы датчика наличия пламени поджигающей горелки в системе управления котлом. Сказанное позволяет сделать вывод о том, что ИБП для тепловых систем являются высокотехнологичными, сложными устройствами, цена которых может быть сравнимой со всей системой индивидуального отопления.

В ряде населенных пунктов, где перебои с электроэнергией могут происходить достаточно часто, существует потребность в сравнительно недорогих, малогабаритных ИБП, рассчитанных на мощность (активную) не более 180 – 200 Вт, но позволяющих работать от аккумуляторов большой емкости (100 и более Ач). Однако, существующие ИБП с такой мощностью нагрузки позволяют эксплуатировать аккумуляторы небольшой емкости, что объясняется ограниченными возможностями внутренней системы заряда. Разработке и обоснованию функциональной схемы такого варианта ИБП для систем индивидуального отопления посвящается данная работа.

Существует три разновидности структурных схем построения ИБП, в том числе и для тепловых систем: off-line (или stand-by), line-interactive и on-line [1]. Эти устройства имеют различные конструкции и характеристики. Структурная схема ИБП класса off-line приведена на рис. 1. При работе в нормальном режиме нагрузка питается от электросети.

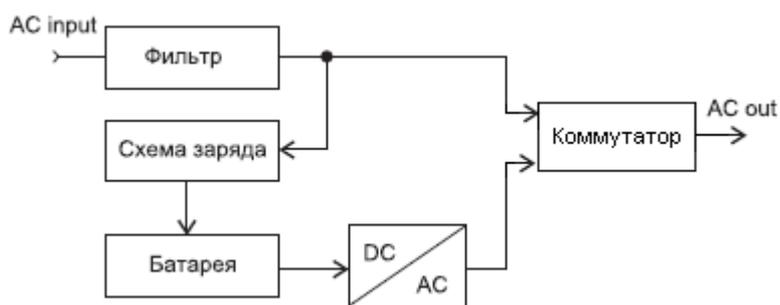


Рис. 1. Структурная схема ИБП типа off-line.

Для подавления электромагнитных и радиочастотных помех во входных цепях используются фильтры. Если входное напряжение становится ниже или выше установленной величины, или вообще исчезает, то включается инвертор, который осуществляет питание нагрузки от аккумуляторных батарей. Форма выходного напряжения может быть прямоугольной или синусоидальной. ИБП класса off-line неэкономично работают в электросетях с частичными и значительными отклонениями напряжения от номинальной величины, поскольку частый переход на работу от батарей уменьшает срок службы

последних. Достоинством такой структуры является логическая завершенность и простота, что облегчает эксплуатацию ИБП.

На рис. 2 показана структурная схема ИБП типа line-interactive. Так же, как и ИБП класса off-line, она ретранслирует переменное напряжение электросети в нагрузку, поглощая при этом относительно небольшие всплески напряжения и сглаживая помехи. Если в электросети произошла авария, то ИБП синхронно, без потери фазы колебания, включает инвертор для питания нагрузки от батарей. При этом синусоидальная форма выходного напряжения достигается фильтрацией ШИМ – колебания. Схема использует специальный инвертор для подзарядки батареи, который всегда работает при наличии сетевого напряжения.



Рис. 2. Структурная схема ИБП типа line-interactive.

Положительными свойствами приведенной структуры ИБП являются более широкий допустимый рабочий диапазон входного напряжения. К недостаткам можно отнести ступенчатую (не плавную) стабилизацию напряжения. Коммутирующие обмотку трансформатора узлы могут порождать устойчивые искажения выходного сигнала (из-за наличия сложной цепи обратной связи) и непредсказуемые переходные процессы.

На рис. 3 показана структурная схема ИБП типа on-line. ИБП преобразует переменное входное напряжение в постоянное, которое затем с помощью ШИМ-инвертора преобразуется снова в переменное со стабильными параметрами. Поскольку нагрузку всегда питает инвертор, то нет необходимости в переключении с внешней сети на инвертор, и время переключения равно нулю. За счет инерционного звена постоянного тока, каким является батарея, происходит изоляция нагрузки от аномалий сети и формируется очень стабильное выходное напряжение. Даже при больших отклонениях выходного напряжения ИБП продолжает питать нагрузку синусоидальным напряжением с отклонением не более $\pm 5\%$ от устанавливаемого пользователем номинального значения. К недостаткам данного типа ИБП

можно отнести невысокий КПД (от 80 % до 94 %), повышенное тепловыделение и уровень шума. ИБП подобного типа применяют при питании файловых серверов и рабочих станций локальных вычислительных сетей, а также любого другого оборудования, предъявляющего повышенные требования к качеству сетевого электропитания.



Рис. 3. Структурная схема ИБП типа on-line.

Рассмотрим подробнее первую и вторую структуры, применяемые для построения ИБП для систем отопления. На рис. 4 представлена функциональная схема ИБП типа off-line. Сетевое напряжение поступает на входной многоступенчатый фильтр через прерыватель цепи, который в случае значительной перегрузки отключает устройство от сети. Во входном фильтре, ограничителе электромагнитных и радиочастотных помех, используются LC-звенья. При работе в нормальном режиме контакты 3 и 5 реле SA1 замкнуты, и ИБП передает в нагрузку напряжение электросети, фильтруя высокочастотные помехи. Заряд аккумуляторной батареи происходит непрерывно, пока в сети есть напряжение. Если входное напряжение падает ниже установленной величины или вообще исчезает, а также, если оно сильно зашумлено, замыкаются контакты 3 и 4 реле, и ИБП переключается на работу от инвертора, который преобразует постоянное напряжение батареи в переменное.

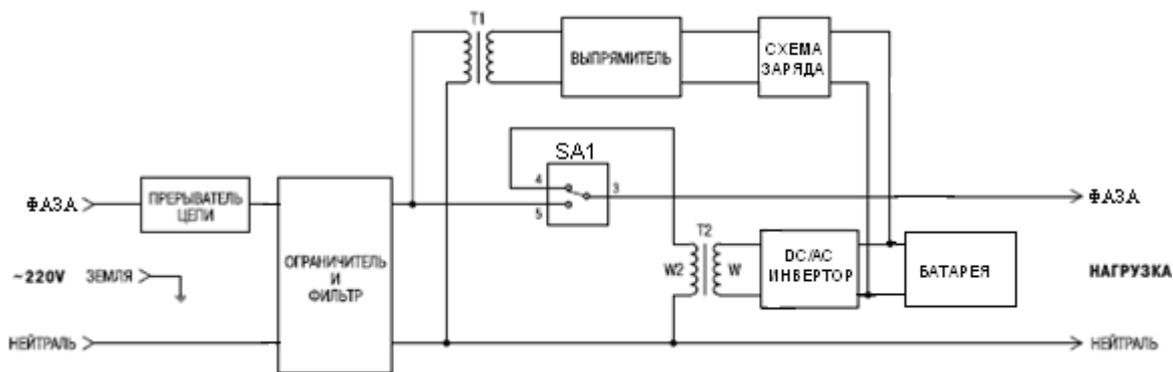


Рис. 4. Функциональная схема ИБП типа off-line.

Еще одна модификация ИБП типа off-line [2] приведена на рис. 5. Источник рассчитан на использование в системах отопления с нагрузкой до 1000 Вт. Модуль зануления обеспечивает гальваническое соединение выходной клеммы «НОЛЬ» с клеммой «ЗЕМЛЯ» при переходе в автономный режим. Выпрямитель, совмещенный с корректором коэффициента мощности, обеспечивают преобразование напряжения сети переменного тока

в стабилизированное напряжение постоянного тока, обеспечивая при этом практически синусоидальную форму тока, потребляемого из сети. Это позволяет получить коэффициент мощности ИБП близким к единице. Инвертор преобразует напряжение постоянного тока в синусоидальное напряжение с частотой 50 Гц. Силовые транзисторы инвертора коммутируются с частотой 50 кГц, обеспечивая высокую надежность и точность формирования выходного напряжения. Энергия постоянного тока поступает на вход инвертора от сети или от аккумуляторной батареи через преобразователь DC/DC. Зарядное устройство обеспечивает подзаряд батареи при работе ИБП в сетевом режиме. В качестве батареи используются последовательно включенные герметичные (необслуживаемые) свинцово-кислотные аккумуляторы. Допускается использование негерметичных типов аккумуляторов, включая автомобильные, с установкой их в нежилых проветриваемых помещениях. Модуль BYPASS автоматически обеспечивает альтернативный путь для подключения нагрузки непосредственно к сети при аномальных режимах работы ИБП (перегрузке, перегреве, выходе из строя одного из узлов ИБП).

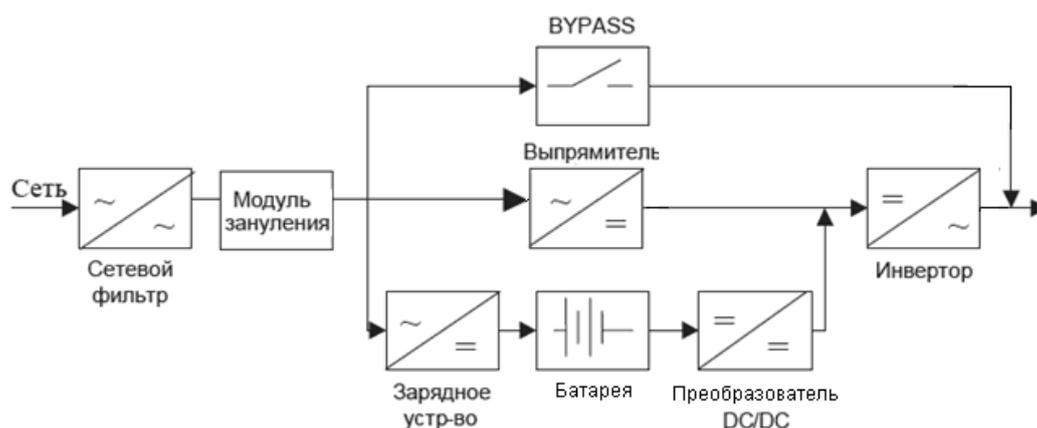


Рис. 5. Разновидность функциональной схемы ИБП типа off-line.

Постоянная работа силового инвертора требует тщательного его проектирования и изготовления, с целью обеспечения повышенной надежности.

Разновидность функциональной схемы ИБП типа line-interactive представлена на рис. 6. [1]. При номинальном напряжении включены реле SA1, SA2, SA3 (контакты 1, 3), SA4 (контакты 1, 3), SA5, и входное напряжение проходит в нагрузку. Реле SA3 и SA4 используются для режима подстройки выходного напряжения. К примеру, если напряжение сети увеличилось и вышло за допустимый предел, реле 3 и 4 подключают дополнительную обмотку W1 последовательно с основной W2. Образуется автотрансформатор с коэффициентом трансформации меньше единицы, и выходное напряжение падает. В случае уменьшения сетевого напряжения дополнительная обмотка W1 включается встречно по

отношению к W_2 . Коэффициент трансформации становится больше единицы, и выходное напряжение повышается. При пропадании напряжения на входе включаются реле 4 и 1, запускается мощный инвертор, питающийся от батареи, и в нагрузку поступает синусоидальное напряжение 220 В, 50 Гц.

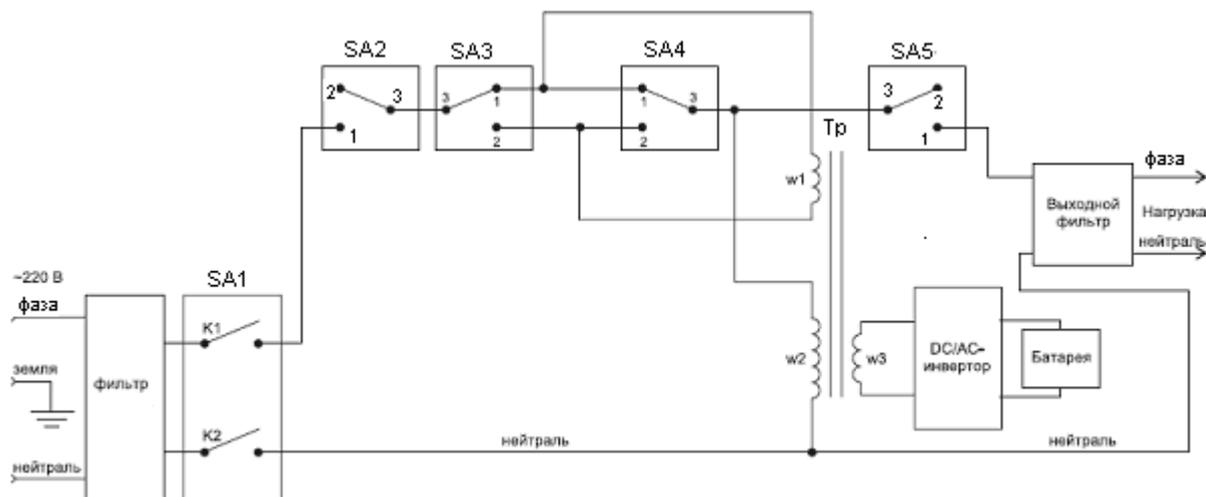


Рис. 6. Функциональная схема ИБП типа line-interactive.

К недостаткам данной структуры можно отнести использование низкочастотного трансформатора Tr и выходного фильтра, ухудшающих массогабаритные показатели источника. Наличие сложной системы коммутации снижает надежность схемы.

Предлагаемая функциональная схема для построения ИБП типа off-line показана на рис. 7. Источник формирует в автономном режиме синусоидальный сигнал. Основное отличие от приведенных выше схем заключается в отсутствии силового низкочастотного трансформатора. Трансформатор Tr , отмеченный на рис. 7, указывает на необходимость наличия элемента гальванической развязки зарядного устройства от сети переменного тока с целью зануления нагрузки, что необходимо для корректной работы системы поджига котла. Планируется использовать мощное зарядное устройство, способное работать с аккумуляторами, емкостью до 200 Ач. Преобразователь DC/DC представляет собой стабилизированный, обратногоходовой источник, повышающий напряжение батареи до 300 В. Предполагается разработать две разновидности ИБП, работающих от одиночного аккумулятора и двух, соединенных последовательно. Инвертор выполнен по мостовой схеме, работает на частоте 20кГц и формирует двухполярный ШИМ сигнал. Высокочастотный фильтр выделяет первую гармонику ШИМ сигнала с малым уровнем высших составляющих. Все узлы, входящие в канал автономного формирования питающего напряжения имеют общую точку, что упрощает управление силовыми ключами. На основе функциональной

схемы рис. 7 был разработан источник напряжения с синусоидальным выходом [3]. Допустимая выходная мощность инвертора 200 Вт, с возможностью подключения нагрузки мощностью 400 Вт в течение 5 с.

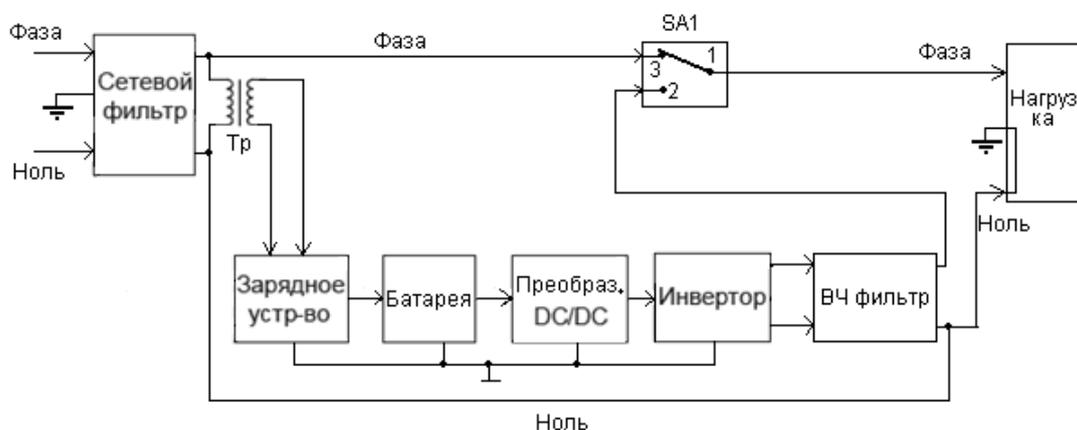


Рис. 7. Функциональная схема для построения ИБП.

Рассмотренная функциональная схема ИБП обладает необходимыми свойствами для использования ее при построении систем электроснабжения индивидуальных тепловых пунктов малой мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Конструкция и ремонт источников бесперебойного питания фирмы APS (часть 1). – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.eserviceinfo.com/downloadsm-/8269/APC_APC.html.
2. Что такое режим ONLINE? – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://teplo.bast.ru/ups/skat-ups1000d.html>.
3. Проектирование источника напряжения синусоидальной формы // APRIORI. Серия: Естественные и технические науки. – 2014. – № 3. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://apriori-journal.ru/seria2/3-2014/Egorov-Muskatiniev.pdf>.

СИЛКИН Д. С., ПАДЕРОВ В. П.

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ ТИРИСТОРА НА
КОММУТАЦИОННЫЕ ПОТЕРИ В СХЕМЕ ИНВЕРТОРА ТОКА**

Аннотация. В программе «Saber» проведено моделирование влияния времени жизни носителей заряда в базовых областях тиристора на мощность коммутационных потерь в тиристорах в схеме инвертора тока при их последовательном соединении. Исследовано влияние разброса зарядов обратного восстановления и времен жизни в последовательном соединении тиристорov при последовательном соединении на коммутационные потери. Рассчитан относительный перегрев тиристорov, возникающий из-за разброса параметров.

Ключевые слова: инвертор тока, физическая кусочно-зарядовая модель тиристора, мощность коммутационных потерь в тиристорах при их последовательном соединении.

SILKIN D. S., PADEROV V. P.

**MODELING OF THE INFLUENCE OF THYRISTOR MODEL PARAMETERS ON
ITS SWITCHING LOSSES IN THE CURRENT INVERTER CIRCUIT**

Abstract. The software "Saber" was used to study the dependence of the carrier lifetime in the thyristor drift-regions on its switching power losses in the current inverter circuits with serial connection. The influence of the reverse recovery charge and carrier lifetime dispersion in the thyristors with serial connection on the switching losses was studied. The thyristor relative overheat connected to the dispersion of parameters was calculated.

Keywords: current inverter, thyristor lumped-charge physical model, switching power losses in thyristors with serial connection.

Современные программы схемотехнического моделирования включают не только поведенческие модели активных электронных компонентов, которые воспроизводят поведение в схеме по электрическим параметрам прибора, но и физические модели, которые построены на уравнениях физики полупроводников и отражают взаимосвязь электрических параметров прибора и физических параметров его структуры. К таким моделям относится и физическая кусочно-зарядовая модель тиристора scr2 [1], входящая в состав программы схемотехнического моделирования «Saber».

В физической кусочно-зарядовой модели scr2 в качестве входных параметров задаются следующие величины:

- 1) Заряды электронов (q_b) и дырок (q_{bp}) в n -базе при термодинамическом равновесии;
- 2) Заряды электронов (q_{gn}) и дырок (q_g) в p -базе при термодинамическом равновесии;

- 3) Времена жизни неосновных носителей заряда в n^- - и p -базе (τ_{aub} и τ_{aug} , соответственно);
- 4) Времена пролета носителей через n^- - и p -базу ($t_{p10}+t_{p20}$ и $t_{p30}+t_{p40}$, соответственно);
- 5) Барьерная емкость n^- - p перехода при нулевом смещении (c_{j02});
- 6) Отношение объема n^- -базы к объему p -базы (f_v);
- 7) Коэффициент сужения обедненной области со стороны p -базы (f_{j2g});
- 8) Коэффициент, определяющий, является n^- - p переход резким или плавным (m_{j2});
- 9) Коэффициент в барьерной емкости n^- - p перехода при прямом смещении (f_{c2});
- 10) Максимальное напряжение пробоя n^- - p перехода (v_{j2bk0});
- 11) Сопротивление, включенное последовательно с анодом (r_{as});
- 12) Сопротивление катодного шунта (r_{sh}).

Среди них физическими параметрами полупроводниковой структуры, способными повлиять на коммутационные процессы в тиристоре, являются заряды основных носителей в базах, определяемые уровнем легирования, времена жизни, времена пролета и барьерная емкость. Для того чтобы определить параметры, оказывающие наибольшее влияние на коммутационные потери, была рассчитана мощность коммутационных потерь для тиристора ТБИ173-2000 с номинальными параметрами в схеме инвертора тока (рис. 1).

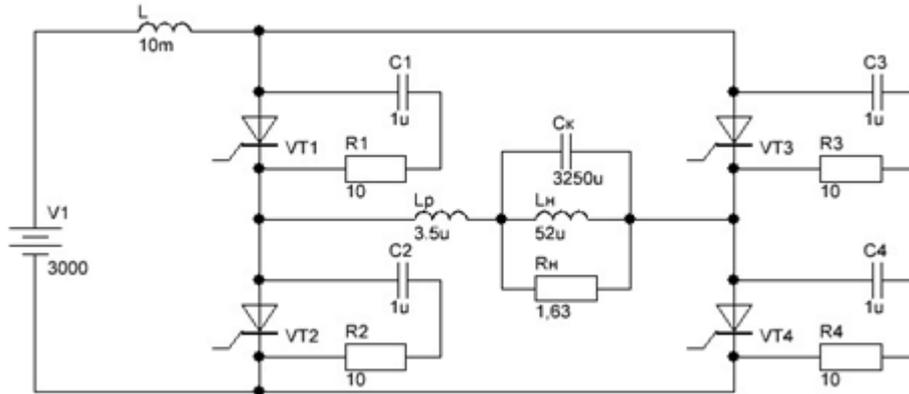


Рис. 1 Упрощенная схема инвертора тока. В каждом плече инвертора – 4 тиристора.

После этого к каждому из этих параметров, по очереди, давалось приращение в 50% от номинального значения. Затем заново рассчитывалась мощность коммутационных потерь, и вычислялось изменение мощности $\Delta P_{ком}$ относительно номинальной. Результаты приведены в таблице 1.

Влияние параметров модели на мощность коммутационных потерь

Параметр	qg	qb	taub	taug	tp10+tp20	tp30+tp40	cjo
$\Delta P_{\text{ком}}, \%$	1.25	-0.417	59.4	10.24	-15.2	3.45	0.0758

Из таблицы видно, что наибольшее влияние на мощность коммутационных потерь оказывает время жизни в n^- -базе. Кроме него существенно влияние времени жизни в p^- -базе и времени пролёта n^- -базы. Время пролёта зависит от механизмов переноса заряда (диффузионный или дрейфовый) и определяется формулами [2]:

$$t_{t,dif} = \frac{W_b^2}{2D} \quad , \quad t_{t,drift} = \frac{W_b^2}{\mu V} \quad (1)$$

где $t_{t,dif}$ – время пролёта, определяемое диффузионным механизмом переноса носителей заряда, $t_{t,drift}$ – время пролёта, определяемое дрейфовым механизмом переноса носителей заряда, W_b – ширина n^- -базы, D – коэффициент диффузии носителей заряда, μ – подвижность дырок, V – напряжение, падающее на n^- -базе. Таким образом, время пролёта определяется, в основном, шириной базовой области и зависит от напряжения, падающего на n^- -базе. Ширина базовой области в тиристорах сильно изменяться не может, следовательно, не может сильно изменяться и время пролёта. Поэтому использовать время пролёта для управления коммутационными потерями не имеет смысла.

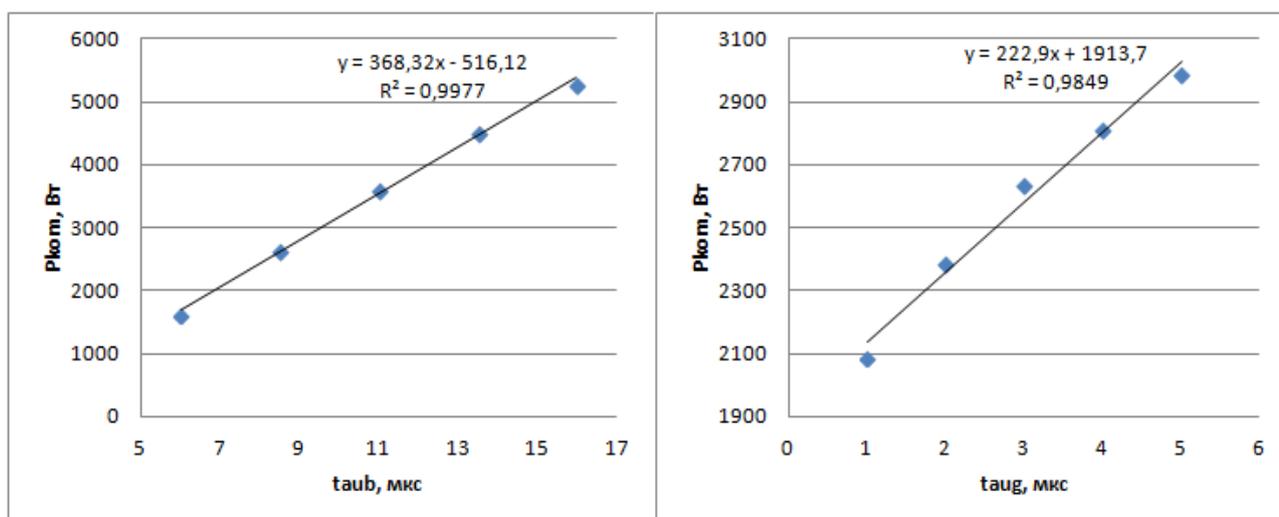


Рис. 2 Зависимость мощности коммутационных потерь от времен жизни в базах тиристора.

Времена жизни неосновных носителей в базовых областях зависят от многих факторов и могут сильно варьироваться. Существуют методы регулирования времени жизни в базовой области [3; 4; 5]. Поэтому изменение времени жизни в базовых областях тиристоров можно использовать для контроля мощности коммутационных потерь. Зависимость мощности коммутационных потерь от времён жизни неосновных носителей в базовых областях приведена на рис. 2.

Влияние времени жизни на коммутационные потери обусловлено тем, что именно время жизни определяет максимальный накопленный заряд в базовой области [6]. В свою очередь, от максимального накопленного заряда и скорости спада тока, в первом приближении, будет зависеть заряд обратного восстановления $Q_{гр}$, который во многом определяет коммутационные потери. Зависимость заряда обратного восстановления от времен жизни в базах приведена на рис. 3. Из графика (рис. 3) видно, что угловой коэффициент зависимости $Q_{гр}$ (τ_{aug}) меньше, чем угловой коэффициент зависимости $Q_{гр}$ (τ_{aub}), приблизительно на 40%. Такое же соотношение имеют угловые коэффициенты зависимостей $P_{ком}$ (τ_{aub}) и $P_{ком}$ (τ_{aug}) (рис. 2). График зависимости $P_{ком}$ ($Q_{гр}$) приведен на рис. 4.

При последовательном соединении тиристоров немаловажную роль играет разброс параметров. Время жизни в n -области может различаться даже у тиристоров из одной партии, что, в свою очередь, означает наличие разброса $Q_{гр}$ и связанного с ним разбаланса напряжений тиристоров в последовательном соединении [7]. Разбаланс напряжений, в свою очередь, приводит к тому, что в тиристорах выделяется разная мощность коммутационных потерь. При этом возникает разница температур тиристоров, которая может повлиять на параметры приборов, зависящие от температуры, и срок службы и надежность тиристоров.

Для определения максимальной разницы температур в тиристорах в последовательном соединении был определён худший случай, когда разброс $Q_{гр}$ приводит к максимальному разбалансу обратных напряжений при коммутации в плече инвертора тока (рис. 1). Это случай наблюдается тогда, когда один из четырех тиристоров имеет минимальный заряд обратного восстановления в диапазоне, заданном разбросом $Q_{гр}$, в то время как остальные тиристоры – максимальный.

Определить разницу температур можно, предполагая, что тепловые сопротивления переход-корпус тиристоров в последовательном соединении одинаковы. Тогда:

$$\Delta T = \Delta P \cdot R_{th(j-c)} \quad (2)$$

В уравнении (2) ΔT – разница температур кристаллов тиристоров в последовательном соединении, ΔP – наибольшая разница мощностей между тиристорами последовательного соединения, $R_{th(j-c)}$ – тепловое сопротивление переход-корпус тиристоров.

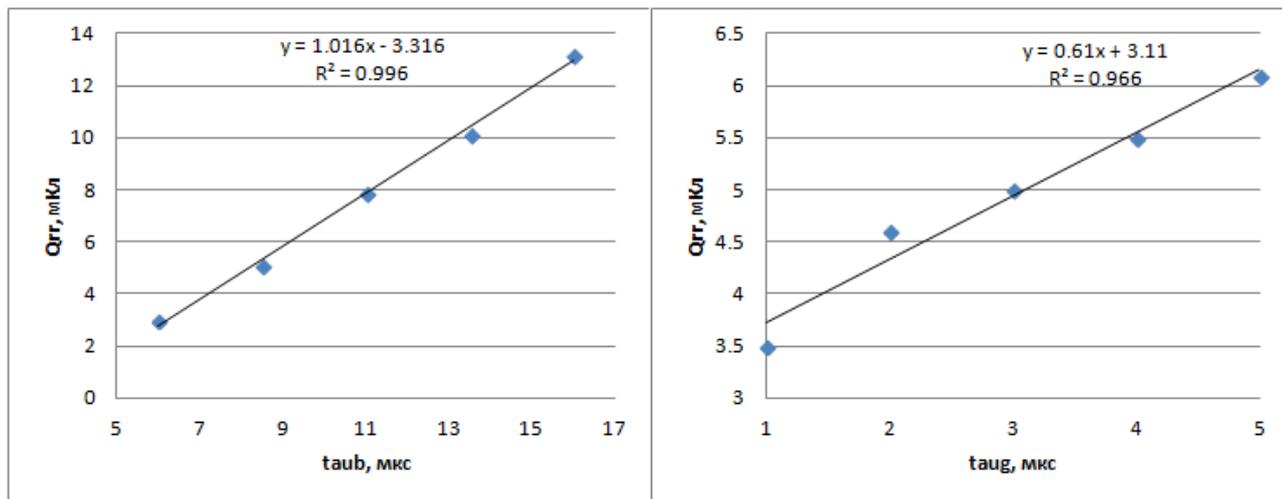


Рис. 3 Зависимость заряда обратного восстановления от времен жизни в базовых областях тиристора.

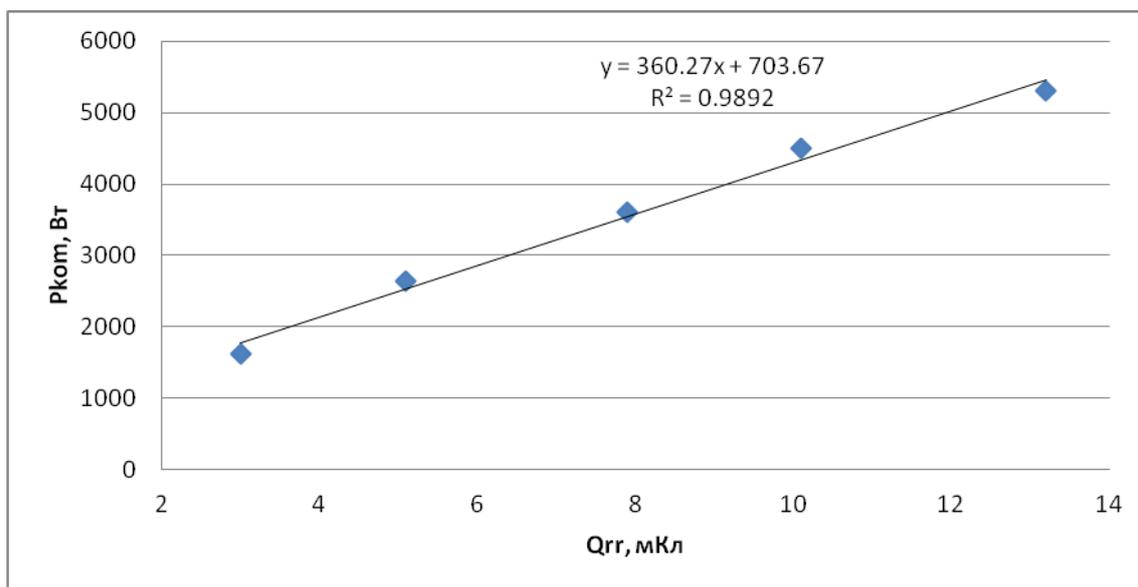


Рис. 4 Зависимость мощности коммутационных потерь от заряда обратного восстановления

В тиристорах одного плеча инвертора тока (рис. 1) для худшего случая были рассчитаны средние мощности потерь за период при разбросе Q_{rr} , равном 5%, 10% и 15%. Далее по известному из справочных данных температурному сопротивлению переход-корпус $R_{th(j-c)}$ тиристора была рассчитана максимальная разница температур тиристоров в

последовательном соединении. Тепловое сопротивление кристалл-корпус тиристора равно 0,008 °С/Вт для двухстороннего охлаждения и 0,016 °С/Вт – для одностороннего [8]. В таблице 2 приведены результаты расчётов для случаев одностороннего (ΔT_{OSC}) и двухстороннего (ΔT_{DSC}) охлаждения приборов.

Таблица 2.

Разница температур тиристорov в последовательном соединении при различных значениях разброса $Q_{гр}$

Разброс $Q_{гр}$, %	5	10	15
ΔT_{OSC} , °С	8,18	15,7	23,6
ΔT_{DSC} , °С	4,09	7,85	11,8

Из значений, приведённых в таблице 2, можно заключить, что зависимость разницы температур кристаллов тиристорov от разброса $Q_{гр}$ близка к линейной с угловым коэффициентом, приблизительно равным 0,8 (для ΔT_{DSC}) или 1,6 (для ΔT_{OSC}) °С/%.

На практике достаточно сложно подобрать группу тиристорov с разбросом $Q_{гр}$ менее 10%. Кроме того, из-за несовершенства технологии производства возможно наличие разброса тепловых сопротивлений тиристорov в последовательном соединении. В этом случае разница температур может быть ещё больше.

Таким образом, получены следующие результаты:

1. Установлено, что наиболее сильное влияние на мощность коммутационных потерь в тиристорах в схеме инвертора тока оказывает время жизни носителей заряда в n-базовой области тиристора.
2. Из результатов моделирования получены следующие угловые коэффициенты зависимости зарядов обратного восстановления от времен жизни носителей заряда в базовых областях тиристорov $K_{Q_{гр}}(\tau_{aub}) = 1016$ Кл/с и $K_{Q_{гр}}(\tau_{aug}) = 610$ Кл/с, а также угловые коэффициенты зависимости мощности коммутационных потерь от времен жизни $K_P(\tau_{aub}) = 0,386$ Вт/мкс, $K_P(\tau_{aug}) = 0,223$ Вт/мкс и угловой коэффициент зависимости мощности коммутационных потерь от заряда обратного восстановления $K_P(Q_{гр}) = 0,36$ Вт/мкКл.
3. Разброс заряда обратного восстановления тиристорov при их последовательном соединении приводит не только к перенапряжениям на тиристорах с меньшим зарядом обратного восстановления, но и к повышенной мощности коммутационных потерь на них. Увеличение разброса $Q_{гр}$ в схеме инвертора тока (рис.1) способно стать причиной

существенного перегрева тиристора с меньшим зарядом обратного восстановления относительно других. При одностороннем охлаждении тиристора и разбросе $Q_{\text{т}}$ 15% перегрев может доходить до 23,6 °С. Таким образом, высокий разброс $Q_{\text{т}}$ тиристорov в последовательном соединении при недостаточном охлаждении способен стать причиной выхода тиристорov из строя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ma C. L., Lauritzen P. O., Sigg J. Modeling of High-Power Thyristors Using the Lumped-Charge Modeling Technique // 6th European Conference on Power Electronics and Applications. – 1995. – Vol. 2. – pp. 15–21.
2. Baliga B. J. Fundamentals of Power Semiconductor Devices. – NY.: Springer, 2008. – 1069 p.
3. Akiyama H., Kondoh H., Satoh K., Nakagawa T., Fujimoto T., Iwashita Y., Inoue M. Lifetime Control in Thyristors by Proton Irradiation // Bulletin of the Institute for Chemical Research. – Kyoto: Kyoto University, 1992. – pp. 55–60.
4. Siemieniec R., Lutz J. Axial Lifetime Control by Radiation Induced Centres in Fast Recovery Diodes. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.broeselsworld.de/image/work/isps2002_1_save.pdf.
5. Carlson R. O., Sun Y.S., Assalit H.B. Lifetime Control in Silicon Power Devices by Electron or Gamma Irradiation // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1977. – Vol. ED–24, № 8. – pp. 1103–1108.
6. Дерменжи П. Г., Кузьмин В. А., Крюкова Н. Н., Мамонов В. И., Павлик В. Я., Крюкова Н. Н. и др. Расчёт силовых полупроводниковых приборов. – М.: Энергия, 1980. – 184 с.
7. Абрамович М. И., Бабайлов В. М., Либер В. Е. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 432 с.
8. Fast switching thyristor TFI173-2000: справочные данные на тиристор ТБИ-173 ОАО «Электровыпрямитель». – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.elvpr.ru/en/poluprovodnikprib/tiristory/TFI173-2000%20\(EN\).pdf](http://www.elvpr.ru/en/poluprovodnikprib/tiristory/TFI173-2000%20(EN).pdf).

СУРАЙКИН А. И., ФЕДОТОВ Е. Н.

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ GaAs ДИОДЫ ДЛЯ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Аннотация. В статье приводятся результаты исследования относительно нового класса полупроводниковых приборов – быстродействующих высоковольтных *GaAs p-i-n*-диодов для высокоэффективной силовой электроники. Приводятся общие технические требования к быстродействующим высоковольтным *GaAs p-i-n*-диодам, а также основные электрические параметры и характеристики экспериментальных образцов *GaAs p-i-n*-диодов.

Ключевые слова: силовой диод, *p-i-n*-структура, максимальный прямой ток, максимальное обратное напряжение, время обратного восстановления.

SURAYKIN A. I., FEDOTOV E. N.

HIGH-SPEED AND HIGH-VOLTAGE GaAs DIODES FOR POWER ELECTRONICS

Abstract. The article presents the research results of relatively new semiconductor devices – high-speed and high-voltage *GaAs p-i-n*-diodes for high-performance power electronics. The authors consider the general technical requirements for high-speed and high-voltage *GaAs p-i-n*-diodes as well as the basic electrical characteristics of experimental *GaAs p-i-n*-diodes.

Key words: power diode, *p-i-n*-structure, maximal forward current, maximal reverse voltage, reverse recovery time.

Инновации в энергетике имеют для России исключительное значение. Но, к сожалению, развитие электронной компонентной базы (ЭКБ) силовой электроники на сегодняшний день недостаточно [1, с. 15–19]. Решение данной задачи вполне возможно с помощью высоких технологий, в данном случае через энергоэффективную преобразовательную технику, основу которой составляет ЭКБ на широкозонных полупроводниках.

Одно из направлений развития ЭКБ силовой электроники – высоковольтные быстродействующие переключающие диоды на основе многослойных *GaAs* эпитаксиальных *p-i-n*-структур, изготовленных комбинацией методов жидкофазной (ЖФЭ) и газофазной (ГФЭ) эпитаксий [2, с. 36–47]. Достоинства *GaAs p-i-n*-диодов можно кратко перечислить: высокая скорость переключения; высокая рабочая температура; высокая радиационная стойкость; минимизированная емкость; малый заряд обратного восстановления; высокие частоты коммутации; высокая динамическая устойчивость; слабая зависимость заряда восстановления, времени обратного восстановления и обратного тока восстановления от температуры.

Ряд российских предприятий освоил технологию производства многослойных эпитаксиальных $GaAs$ -структур и, соответственно, $p-i-n$ -диодов на их основе [3, с. 16–19]. Исследование таких диодов относительно идентификации их важнейших параметров с целью определения возможности применения таких диодов в электронной технике является достаточно актуальной задачей. Структура кристалла $GaAs$ $p-i-n$ -диода приведена на рисунке 1.

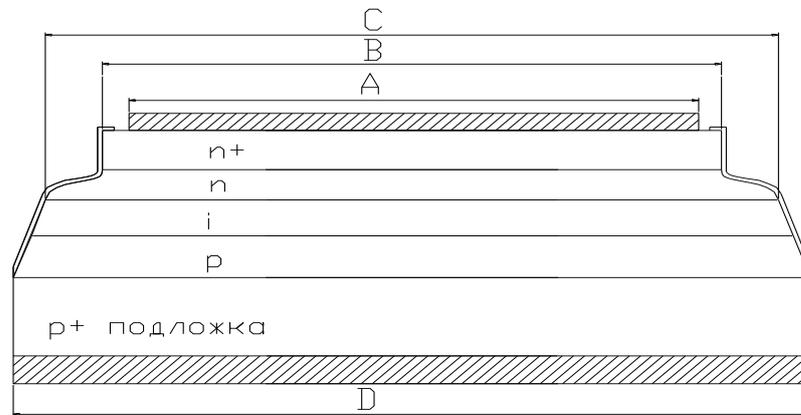


Рис. 1. Структура кристалла $GaAs$ $p-i-n$ -диода (A – катод, B – n^+ , C – $p-i-n$ -область, D – анод).

Указанная структура, как говорилось ранее, выращивается методами ЖФЭ и ГФЭ. Полученные эпитаксиальные $p-i-n$ -структуры имеют металлургические переходы внутри i -эпитаксиальной области. В зависимости от разностной концентрации носителей заряда величина диффузионной длины электронов L_n находится в пределах от 15 до 60 $\mu\text{м}$, так, при значениях легирующей примеси $\sim 8 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ – $L_n \sim 35 \mu\text{м}$, время жизни составляло 130 нс ; для концентраций 10^{14} см^{-3} $L_n \sim 60 \mu\text{м}$, а $\tau_n \sim 360 \text{нс}$.

Физическая структура и распределение концентрации в $p-i-n$ -диоде приведена на рисунке 2. Если принять общую протяженность базовых областей $GaAs$ $p-i-n$ -диода такой, как показано на рисунке 2, то на переходах x_{j1} , x_{j2} , x_{j3} , x_{j4} возникают диффузионные потенциалы, сумма которых дает полное диффузионное напряжение на диоде при $T=300 \text{ K}$:

$$U_{p-i-n} = U_{pE} + U_p + U_n + U_{nE} = 1,3B. \quad (1)$$

Для $GaAs$ $p^+-p-i-n-n^+$ -структуры, BAX будет отличной (по крайней мере, в части коэффициента неидеальности) от кремниевого $p-i-n$ -диода. Рассчитаем характеристику такой структуры. В отличие от кремниевой, в $GaAs$ $p^+-p-i-n-n^+$ -структуре, учитывая размеры i -области и время жизни носителей заряда в ней, мы не можем пренебрегать падением напряжения на i -области – U_{mi} , которое сопоставимо с напряжениями на других областях $GaAs$ $p^+-p-i-n-n^+$ -структуры (рисунок 2).

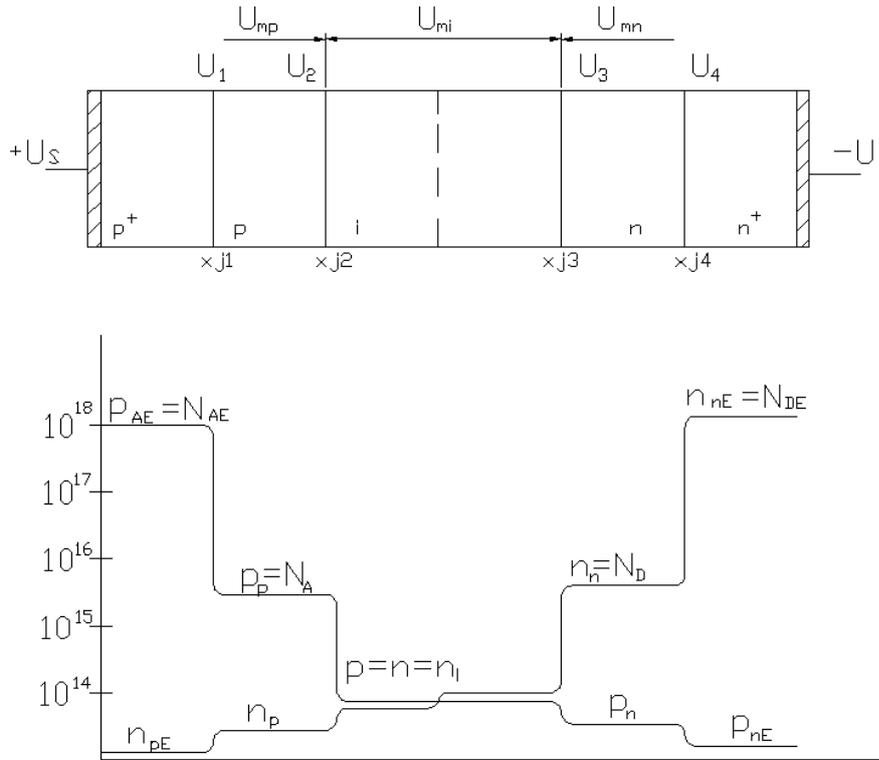


Рис. 2. Распределение концентрации носителей заряда в $p-i-n$ -диоде.

Предположим, что структура симметричная: $N_{AE}=N_{DE}$, $N_A=N_D$. Из условия симметрии можно записать:

$$U_{p+} \approx U_{n+}, U_{mp} \approx U_{mn}. \quad (2)$$

Пренебрегая падениями напряжений на высоколегированных областях U_{p+} и U_{n+} , падение напряжение на всей диодной структуре можно записать в виде (3):

$$U_S = U_1 + U_2 + U_{mp} + U_{mi} + U_3 + U_{mn} + U_4. \quad (3)$$

Учитывая (3), согласно [4, с. 82–88], расчетная прямая ветвь VAX $GaAs$ $p-i-n$ -диода будет такой:

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{U_S}{4\phi_T}\right) - 1 \right], \quad (4)$$

где $I_s = qn_i SW / \tau_n$ – ток насыщения диода, $m=4$ – коэффициент неидеальности $p-i-n$ – структуры, U_S – напряжение, приложенное к $p-i-n$ -диоду.

На экспериментальных образцах диодов в количестве 20 шт., было проведено исследование прямой и обратной ветвей VAX , а также проведено измерение времени обратного восстановления. Усредненная прямая ветвь VAX при $T=300$ K приведена на рисунке 3.

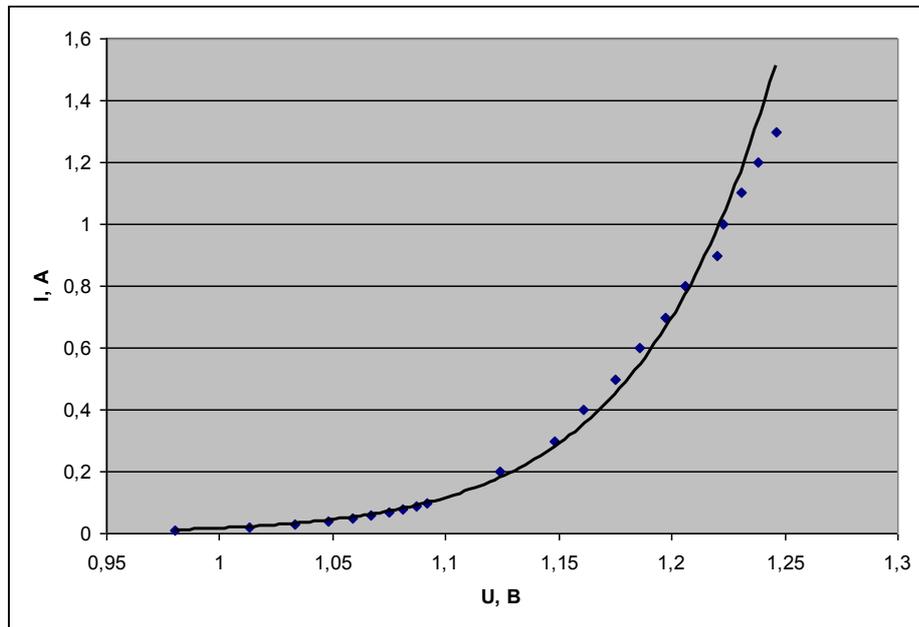


Рис. 3. Прямая ветвь VAX $GaAs$ $p-i-n$ -диодов.

Согласно полученным экспериментальным данным, был уточнен коэффициент неидеальности $p-i-n$ -диода. Записывая соотношение (4) в виде:

$$\ln\left(\frac{I}{I_s} + 1\right) = \frac{1}{m} \cdot \frac{U_s}{\varphi_T}, \quad (5)$$

мы получим уравнение прямой в координатах $\ln(I/I_s - 1) - U_s/\varphi_T$, у которой тангенс угла наклона равен $1/m$ ($tg(\alpha) = 1/m$). С учетом вычисленного значения коэффициента неидеальности ($m = 2,23$), прямая ветвь VAX будет записана следующим образом:

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{U_s}{2,23\varphi_T}\right) - 1 \right], \quad (6)$$

где I_s – ток насыщения, составил величину – $I_s = 3,2 \cdot 10^{-10} A$.

Исследование обратной ветви VAX проводилось в диапазоне температур от $25^\circ C$ до $250^\circ C$ и показало, что зависимость обратного напряжения от температуры не приводит к увеличению тока более $1 mA$ (рисунок 4). При этом напряжение лавинного пробоя [5, с.103–117] достаточно стабильно и не ниже $800 V$. То есть, в диапазоне $25-250^\circ C$ обратное напряжение практически не снижается.

Анализ измеренных значений времени обратного восстановления t_{RR} экспериментальных образцов $GaAs$ $p-i-n$ -диодов [5, с.117–119] показывает, что среднее значение данной величины – $t_{RR} = 54,5 ns$ (см. таблица 1). Полученное значение вполне приемлемо для использования диодов в быстродействующей электронике. Отметим лишь то, что на подобных структурах возможно получение времени обратного восстановления менее $10 ns$ ($t_{RR} \leq 10 ns$). Но это комплексная задача, включающая как оптимизацию физической

структуры кристалла *GaAs p-i-n*-диода, так и решение сложных задач разработки технологических процессов.

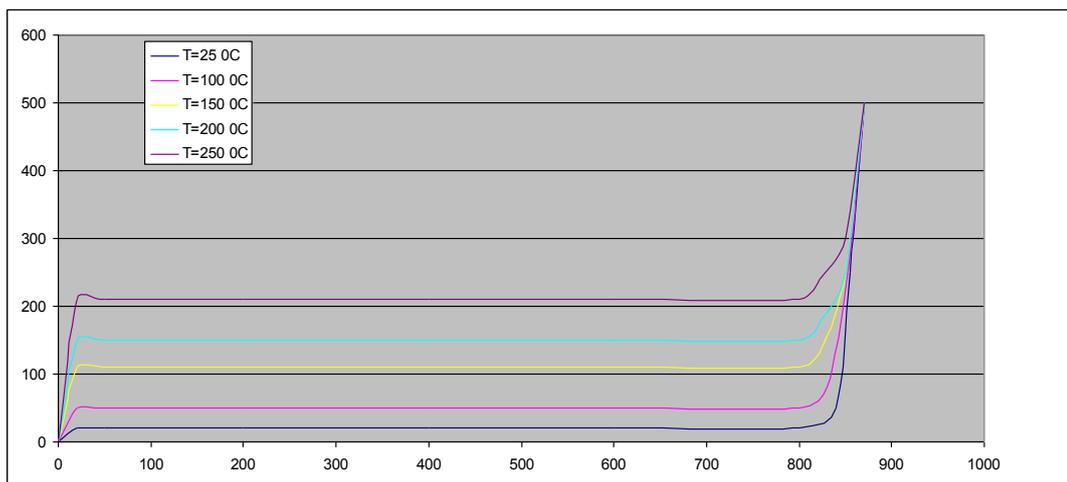


Рис. 4. Зависимость обратного тока диодов от обратного напряжения для различных температур.

Таблица 1

Время обратного восстановления экспериментальных образцов диодов

Номер диода	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$t_{RR}, \text{нс}$	80	60	50	50	50	60	50	40	50	40

Продолжение таблицы 1

Номер диода	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	Ср.
$t_{RR}, \text{нс}$	50	40	60	60	50	50	50	80	50	70	54.5

На основании полученных данных можно сделать вывод о том, что статические и динамические характеристики *GaAs p-i-n*-диодов вполне позволяют использовать их в быстродействующих устройствах электронной техники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Войтович В., Гордеев А., Думаневич А. Чем заменить SiC-диоды Шоттки? // Силовая электроника. – 2009. – № 5. – С. 15–19.
2. Кесаманлы Ф. П., Наследова Д. Н. Арсенид галлия. Получение, свойства, применение. – М.: Наука, 1973. – 471 с.
3. Войтович В., Гордеев А., Думаневич А. Новые отечественные высоковольтные *p-i-n-GaAs*-диоды // Силовая электроника. – 2010. – № 2. – С. 16–19.
4. Герлах В. Тиристоры / пер. с нем. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 328 с.
5. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х кн. – Кн. 1. / пер. с англ. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Мир, 1984. – 456 с.