

**ЭЛЕКТРОНИКА
И РАДИОТЕХНИКА**

УДК 621.314

**ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО МОДУЛЯ ЕМКОСТНОГО
НАКОПИТЕЛЯ ЭНЕРГИИ МОНОИМПУЛЬСНОЙ ЛАЗЕРНОЙ
УСТАНОВКИ**

**©2026 г. А. А. Асабин^а, В. В. Ваняев^б, И. А. Варыгин^а,
Е. А. Копелович^{а,*},
А. Ю. Новиков^а, М. М. Троицкий^а**

^а *Институт прикладной физики им. А. В. Гапонова-Грехова*

Российской академии наук

Россия, 603950, Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46

^б *Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева*

Россия, 603155, Нижний Новгород, ул. Минина, 24

**e-mail: kopevg@ipfran.ru*

Поступила в редакцию 09.09.2025 г.

После доработки 10.12.2025 г.

Принята к публикации 23.12.2025 г.

Представлены результаты разработки и испытаний мощного высоковольтного зарядного устройства модуля емкостного накопителя с энергиями десятки–сотни мегаджоулей. Описаны особенности работы и конструкции входящих в зарядное устройство основных функциональных частей. Рассмотрен вариант реализации цифро-аналоговой системы управления, обеспечивающей частотно-импульсное регулирование выходной мощности зарядного устройства на цикле зарядки накопителя с целью обеспечения оптимального теплового режима работы силовых транзисторов. Приведены результаты проведенных испытаний опытного образца зарядного устройства. В настоящее время изготовлены и находятся в эксплуатации около 100 зарядных устройств, имеющих описанную в данной статье схему, технические характеристики и подобную конструкцию.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из ключевых компонентов современных сверхмощных лазерных установок, работающих в моноимпульсном режиме, является система зарядки емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) установки. В связи с тем, что ЕНЭ подобных установок имеет десятки–сотни мегаджоулей запасаемой энергии, емкостной накопитель моноимпульсных лазерных установок

и система его зарядки строятся по модульному принципу. При этом энергия модуля ЕНЭ составляет, как правило, 0.5–2.0 МДж. Характерный диапазон требуемых значений зарядного напряжения составляет в настоящее время 25–50 кВ, а нестабильность зарядного напряжения от одного зарядного цикла к другому не должна превышать 0.1–0.3%. С учетом того, что необходимое время зарядки всего ЕНЭ составляет порядка 60 с, требуемое количество единичных зарядных устройств (ЗУ) в подобных системах может достигать нескольких сотен при выходной мощности каждого 10–40 кВт.

Поскольку стоимость, сложность создания и эксплуатации моноимпульсной лазерной установки чрезвычайно велики, основными требованиями к ЗУ модуля ЕНЭ являются высокая надежность, экономичность, компактность, технологичность производства и удобство обслуживания.

В настоящее время наибольшее применение для зарядки ЕНЭ электрофизических установок благодаря простоте схемотехнического решения и высокой эффективности нашли транзисторные ЗУ с емкостным дозированием передаваемой в нагрузку энергии [1–6]. Исходя из накопленного авторами опыта создания различных зарядных устройств, рациональным и перспективным на сегодняшний день вариантом построения зарядного устройства ЕНЭ модуля моноимпульсных лазерных установок представляется ЗУ на базе полумостового транзисторного преобразователя с дозирующими конденсаторами и переменной на цикле зарядки частотой его работы [7]. Регулирование рабочей частоты преобразователя позволяет ограничить на безопасном уровне температуру кремниевой структуры силовых полупроводниковых приборов ЗУ на цикле зарядки при заданном среднем значении его выходной мощности.

В данной работе рассмотрены основные технические решения, которые использовали авторы при создании надежного, эффективного и компактного ЗУ с дозирующими конденсаторами со средним значением выходной мощности 15 кВт и максимальным зарядным напряжением 25 кВ для модуля ЕНЭ емкостью 3000 мкФ моноимпульсной лазерной установки. Приведены также результаты его ресурсных и тепловых испытаний.

2. СХЕМА И КОМПОНОВКА ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА

Разработанное ЗУ, схема которого приведена на рис. 1, состоит из четырех основных функциональных частей: сетевой выпрямитель (СВ), транзисторный преобразователь (ТП), трансформаторно-выпрямительный модуль (ТВМ) и система управления (СУ).

Рис. 1. Схема ЗУ...

Транзисторный преобразователь представляет собой два идентичных преобразовательных модуля ТП₁ и ТП₂, каждый из которых состоит из полумостового транзисторного преобразователя постоянного напряжения с дозирующими конденсаторами (C_2 , C_3 для ТП₁) и включенного на его выходе трансформаторно-выпрямительного модуля (ТВМ₁, ТВМ₂). Преобразовательные модули соединены параллельно по входу (шине постоянного напряжения 500 В, формируемой с помощью трехфазного неуправляемого мостового выпрямителя VD_1 с LC -фильтром (L_1 , C_1)), и по выходу (шине выходного зарядного напряжения $U_{зар}$). Количество преобразовательных модулей выбрано равным двум, исходя из требуемой выходной мощности ЗУ и снижения действующего значения тока, потребляемого от СВ, с одной стороны, и нагрузочных возможностей применяемых и коммерчески доступных силовых компонентов, с другой. Кроме того, как показывает накопленный нами опыт разработки мощных высоковольтных ЗУ, увеличение числа (три и более) преобразовательных модулей существенно усложняет изготовление и компоновку высоковольтных элементов ТВМ.

Параллельное включение преобразовательных модулей ТП₁ и ТП₂ по выходу по сравнению с вариантом их последовательного соединения позволяет более рационально разместить высоковольтные компоненты ТВМ в металлическом баке с трансформаторным маслом, в частности, установить разъем высоковольтного выхода ЗУ по центру бака, а компоненты, находящиеся под наибольшим потенциалом, разместить в нижней части бака (в толще трансформаторного масла). Кроме того, при параллельном включении несанкционированное прекращение работы одного модуля ТП (например, при нарушении работы цепей управления или питания силовых транзисторов ТП₁ или ТП₂) не приводит к появлению недопустимо высокого напряжения на выходе второго (работающего) модуля преобразователя, а работоспособность ЗУ сохраняется с половинной выходной мощностью.

На рис. 2 приведена фотография разработанного ЗУ со снятой верхней крышкой, показывающая расположение основных функциональных частей в приборном корпусе.

Рис. 2. Расположение основных функциональных частей ЗУ в приборном корпусе

Трансформаторно-выпрямительный модуль расположен в непосредственной близости от задней панели ЗУ, что упрощает конструкцию разъемного вывода высокого напряжения из бака. Элементы ТП и СВ смонтированы на единой панели. При этом емкостная составляющая LC -фильтра конструктивно разделена на две равные части и выполнена в виде сборок электролитических конденсаторов на двух печатных платах, каждая из которых установлена в непосредственной близости от своего модуля ТП и подключена к нему медными шинами минимальной длины. Значительная часть элементов ТП (печатные платы дозирующих конденсаторов C_2 , C_3 , диоды VD_2 – VD_5 , дроссель L_2 , относящиеся к ТП₁, а также аналогичные

элементы, относящиеся к ТП₂) располагаются под элементами СВ, на рис. 2 эти элементы не видны.

Силовые полупроводниковые приборы ЗУ (СВ VD_1 , два IGBT-модуля VT_1 и VT_2 , диоды VD_2 – VD_5) установлены на охладителе (рис. 3), представляющем собой накопитель тепловой энергии (НТЭ), который закреплен на ребристом охладителе, охлаждаемом на цикле зарядки и паузы прикрепленным снизу вентилятором (на рис. 3 не показан). НТЭ выполнен в виде плиты из алюминиевого сплава марки АМц, который характеризуется относительно небольшой удельной массой, с одной стороны, и значительными теплоемкостью и теплопроводностью, с другой. Геометрические параметры НТЭ (площадь основания $170 \times 130 \text{ мм}^2$, высота 40 мм) и его масса в соответствии с рекомендациями [1] выбраны таким образом, чтобы ограничить на безопасном уровне температуру IGBT-модулей (наиболее нагруженных в тепловом отношении силовых полупроводниковых приборов ЗУ) в течение всего цикла зарядки.

Рис. 3. Силовые полупроводниковые приборы ЗУ...

Габаритные размеры разработанного ЗУ составляют (высота×ширина×глубина) $323 \times 483 \times 630 \text{ мм}^3$, масса – порядка 50 кг.

3. СЕТЕВОЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Основой разработанного СВ является диодный модуль VD_1 , выполненный по схеме трехфазного мостового выпрямителя (рис. 1). Низкочастотный фильтр на элементах L_1 , C_1 обеспечивает сглаживание пульсаций выходного напряжения СВ и ограничение на приемлемом уровне (порядка 60 А) максимального мгновенного значения тока, потребляемого из питающей сети. Дроссель L_1 фильтра выполнен на магнитопроводе ПЛ 16х32-80 из электротехнической холоднокатаной стали марки 3407 с немагнитным зазором, обеспечивающим требуемую индуктивность 1.2–1.5 мГн при заданном токе насыщения дросселя 70–80 А.

Значения номинальной емкости фильтра $C_1 = 1760 \text{ мкФ}$ и числа параллельно соединенных электролитических конденсаторов получены, исходя из условия ограничения на допустимом уровне температуры их корпуса, которая не должна превышать 80 °С. Выбранные величины емкости и индуктивности фильтра СВ позволили исключить высокочастотные составляющие в кривой потребляемого на цикле зарядки из сети тока, а также значительные перенапряжения на выходе СВ на конечной стадии процесса зарядки ЕНЭ и перехода ЗУ в режим релейной стабилизации зарядного напряжения.

Как показали проведенные расчеты и подтвердили экспериментальные исследования, применение неуправляемой схемы выпрямления в сочетании с использованием описанного LC-фильтра обеспечивают коэффициент мощности ЗУ на уровне 0.92 при его работе с

максимальной выходной мощностью и симметричном фазном напряжении питающей сети.

4. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Два модуля ТП₁, ТП₂ полумостового транзисторного преобразователя с дозирующими конденсаторами (C_2 , C_3 для модуля ТП₁) осуществляют дозированную передачу энергии с выхода СВ через ТВМ в ЕНЭ. Выходной ток ТП₁ и ТП₂ имеет вид знакопеременных квазисинусоидальных импульсов, следующих с изменяющейся в процессе зарядки ЕНЭ частотой. При этом амплитуда импульсов тока параметрически ограничена во всех режимах работы ЗУ (в том числе, и в режиме короткого замыкания его выхода) внутренним волновым сопротивлением резонансного контура, образованного емкостью дозирующих конденсаторов и суммарной индуктивностью порядка 10 мкГн дросселя L_2 и индуктивностью рассеяния высоковольтного трансформатора TV_1 (рис. 1). Воздушный резонансный дроссель L_2 намотан литцендратом из 100 равномерно скрученных жил из провода ПЭТВ-2-0.315.

Характерная форма импульсов тока в процессе зарядки ЕНЭ через первичную обмотку высоковольтного трансформатора TV_1 (TV_2) и, соответственно, через IGBT-модуль VT_1 (VT_2) показана на рис. 4.

Рис. 4. Осциллограммы тока первичной обмотки высоковольтного трансформатора...

На рис. 4а показана осциллограмма тока через первичную обмотку высоковольтного трансформатора, соответствующая режиму работы ТП с коммутацией тока транзисторами при их выключении в момент окончания импульса управления, а на рис. 4б – при их выключении в момент окончания импульса тока. Первый режим в разработанном ЗУ существует при зарядном напряжении менее 18 кВ, а второй – при зарядном напряжении 18–25 кВ. При этом во всем диапазоне зарядных напряжений включение транзисторов IGBT-модулей происходит при нулевом значении тока практически без потерь.

С целью ограничения коммутационных потерь в транзисторах IGBT-модулей на допустимом уровне длительность $t_{и}$ импульсов управления транзисторами и рабочую частоту f_p их следования целесообразно изменять в зависимости от величины зарядного напряжения в соответствии с результатами исследований, изложенными в работе [1]. При практической реализации системы управления ЗУ оптимальный непрерывный закон регулирования частоты f_p , который был получен в работе [7], заменен дискретным ее изменением в зависимости от выходного напряжения ЗУ. Выбор числа ступеней рабочей частоты (шесть) и величины зарядного напряжения $U_{вых}$, при котором происходит переход с одной ступени на другую, был обусловлен решением ограничить величину тока транзисторов IGBT-модулей при выключении тока коммутации на уровне 100 А, что не превышает 50% от допустимого среднего значения

тока модулей марки SKM200GB12T4, использованных в данном ЗУ.

В табл. 1 приведены выбранные значения ступеней зарядного напряжения, соответствующие им значения рабочей частоты ТП и длительности импульсов управления силовыми транзисторами, а на рис. 5 представлена полученная при этом зависимость тока коммутации от зарядного напряжения.

Рис. 5. Зависимость величины тока коммутации силовых транзисторов от зарядного напряжения в режиме максимальной выходной мощности

Таблица 1. Значения ступеней зарядного напряжения $U_{\text{вых}}$, максимальной рабочей частоты ТП f_p и длительности импульсов управления транзисторами $t_{\text{и}}$

№ ступени	$U_{\text{вых}}$, кВ	f_p , кГц	$t_{\text{и}}$, мкс	$P_{\text{зар}}$, % / $f_{p \text{ max}}$, кГц
1	<0.3	2.9	170.0	10 / 2.9
2	0.3÷2.0	6.5	72.0	20 / 6.5
3	2.0÷4.8	11.1	40.0	40 / 11.1
4	4.8÷9.0	16.4	25.5	60 / 16.4
5	9.0÷13.5	21.7	18	80 / 21.7
6	>13.5	25.4	14.7	100 / 25.4

Благодаря реализованному алгоритму удалось обеспечить приемлемый тепловой режим и надежную работу IGBT-модулей на всем цикле зарядки ЕНЭ.

Как показано в работе [5], наличие емкости вторичной обмотки высоковольтного трансформатора приводит к возникновению тока через обратнопараллельный диод выключаемого транзистора. Анализ кривой тока первичной обмотки высоковольтного трансформатора (рис. 4б) позволяет оценить величину паразитной емкости трансформатора, приведенную к емкости его первичной обмотке. Соотношение амплитуд импульсов тока основной волны, соответствующей интервалу протекания тока проводящего транзистора, и обратной полуволны, обусловленной протеканием тока в обратнопараллельном диоде этого транзистора, при зарядном напряжении 24 кВ соответствует величине приведенной к емкости первичной обмотке высоковольтного трансформатора паразитной емкости 30–40 нФ.

В ходе исследований процессов запираания транзистора и его обратнопараллельного диода было установлено, что время восстановления запирающих свойств последнего составляет порядка 3–5 мкс. Данный вывод можно сделать из анализа осциллограмм импульсов тока через обратнопараллельный диод, приведенных на рис. 6 и полученных при двух значениях температуры металлического основания IGBT-модуля. Как видно на рис. 6, с ростом температуры кристалла IGBT-модуля растет величина обратного тока диода, вследствие чего увеличивается амплитуда импульсной наводки на затворе запертого транзистора в момент

времени отпирания другого транзистора модуля (луч 1 на рис. 6). Последнее вызывает протекание импульсного сквозного тока за счет кратковременного перехода запертого транзистора в активный режим работы и тем самым обуславливает дополнительный существенный нагрев всего IGBT-модуля.

Рис. 6.Осциллограммы процессов при запираии IGBT...

С целью устранения сквозного тока через транзисторы IGBT-модуля введена пауза между их импульсами управления длительностью $t_{\text{п}} = 5$ мкс. В результате величина рабочей частоты ТП связана с длительностью импульсов управления транзисторов на каждой ступени зарядного напряжения соотношением

$$f_p = \frac{0.5}{t_{\text{и}} + t_{\text{п}}} . \quad (1)$$

5. ТРАНСФОРМАТОРНО-ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЙ МОДУЛЬ

Внешний вид ТВМ показан на рис. 7. Наряду с двумя высоковольтными трансформаторами TV_1 и TV_2 , выполненными на магнитопроводах U101/76/30 из феррита марки N87, ТВМ содержит два узла (платы) секционированного высоковольтного диодного выпрямителя, каждая секция которого реализована по мостовой схеме (выпрямители VD_6 – VD_9 на рис. 1). На выходе каждого мостового выпрямителя включен емкостной фильтр напряжения, выполненный на высокочастотных керамических конденсаторах (C_4 – C_7). Емкостной фильтр напряжения необходим для корректной работы ТП с дозирующими конденсаторами, а также для сглаживания пульсаций выходного напряжения (как отдельной секции высоковольтного выпрямителя, так и ЗУ в целом). Емкость каждой секции высоковольтного выпрямителя выбрана из условия ограничения выходного напряжения ЗУ в режиме холостого хода на уровне не более 26 кВ. На каждой плате секционированного высоковольтного выпрямителя также смонтированы элементы высоковольтного делителя – датчика (ДН), необходимого для регулирования и контроля зарядного напряжения $U_{\text{вых}}$.

Рис. 7.Внешний вид ТВМ

Трансформаторно-выпрямительный модуль размещен в металлическом баке с трансформаторным маслом, обеспечивающим изоляцию выходных высоковольтных цепей ЗУ, а также отвод тепла от ТВМ. Компоненты ТВМ образуют единую конструкцию, закрепленную на крышке бака, которая изготовлена из оргстекла. В нижней части бака расположена блочная часть разъема высоковольтного выхода ЗУ, что позволяет минимизировать длину токоведущих частей ТВМ. Принципиально важно, что при такой конструкции ЗУ вне бака нет элементов, находящихся под высоким потенциалом.

6. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ

Система цифро-аналогового управления ЗУ (рис. 8) содержит:

- модуль цифрового сигнального процессора (ЦСП), основой которого является процессор DSPIC30F6012A-30I/PF, с узлами АЦП, ЦАП, программных защит и взаимодействия с персональным компьютером (ПК) и органами управления передней панели ЗУ;
- модуль программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС), выполненный на базе микросхемы EPM1270T144C5N с узлами частотно-импульсной модуляции, формирования импульсов управления и аппаратных защит;
- узел релейной системы стабилизации зарядного напряжения $U_{\text{вых}}$ на базе компаратора K и узел буферных элементов.

Рис. 8. Схема системы цифро-аналогового управления ЗУ

Модуль ЦСП обеспечивает формирование сигналов управления модулем ПЛИС с целью изменения частоты следования и длительности импульсов управления транзисторными модулями VT_1 , VT_2 (сигналы $U_{\text{вых ц}}$, $P_{\text{зар}}$ и команда включения заряда), формирование сигнала заданного зарядного напряжения $U_{\text{зад}}$, обработку сигналов программных защит, а также дистанционное управление ЗУ от ПК или местное управление с передней панели ЗУ.

Узел частотно-импульсной модуляции модуля ПЛИС реализует дискретное изменение рабочей частоты f_p и длительности t_n импульсов управления транзисторами IGBT-модулей в зависимости от величины зарядного напряжения в соответствии со значениями, приведенными в табл. 1. Функционально он состоит из шести генераторов частоты $\Gamma\text{Ч}_1$ – $\Gamma\text{Ч}_6$ (рис. 8), каждый из которых формирует на своем выходе последовательность импульсов прямоугольной формы с частотой $f_{\text{чим}}$, в четыре раза превышающей рабочую частоту f_p на каждой из шести ступеней ее требуемых значений. Выбор конкретного значения частоты $f_{\text{чим}}$ выходных импульсов узла частотно-импульсной модуляции производится переключателем генераторов частоты (ПГЧ) в зависимости от величины напряжения $U_{\text{вых}}$ и заданного значения выходной мощности $P_{\text{зар}}$ ЗУ, определяемых модулем ЦСП.

Узел формирования импульсов управления транзисторами IGBT-модулей обеспечивает изменение длительности t_n импульсов управления в зависимости от величины напряжения $U_{\text{зад}}$ и распределение поступающей на его вход последовательности импульсов с частотой $f_{\text{чим}}$ между четырьмя каналами управления транзисторов двух IGBT-модулей ТП (сигналы $VT_{1.1\text{пл}}$, $VT_{1.2\text{пл}}$, $VT_{2.1\text{пл}}$ и $VT_{2.2\text{пл}}$). При этом частота следования импульсов управления отдельными транзисторами в четыре раза ниже суммарной частоты $f_{\text{чим}}$, а последовательности импульсов управления транзисторными модулями VT_1 и VT_2 сдвинуты по фазе относительно друг друга на $\pi/2$.

Дискретное регулирование рабочей частоты ТП позволило достаточно просто реализовать в разработанном ЗУ функцию регулирования скорости зарядки ЕНЭ путем ограничения максимальной рабочей частоты $f_{p \max}$ при заданном уровне выходной мощности ЗУ $P_{\text{зар}}$, возможные значения которой составляют 10%, 20%, 40%, 60%, 80% и 100% от наибольшей величины $P_{\text{зар max}}$. Соответствующие этим значениям выходной мощности значения максимальной частоты $f_{p \max}$ приведены в табл. 1. Так, при зарядке ЕНЭ до максимального зарядного напряжения (25 кВ) в режиме максимальной зарядной мощности по мере роста выходного напряжения частота следования f_p и длительность $t_{\text{и}}$ импульсов управления будут последовательно принимать значения, соответствующие ступеням частоты №№ 1, 2, ..., 6 (рис. 9). В случае же установки промежуточного значения выходной мощности ЗУ, например 60% от максимальной, в интервале выходного напряжения 4.8–25 кВ частота f_p следования импульсов управления остается неизменной и равной $f_{p \max} = 16.4$ кГц, а длительность $t_{\text{и}}$ импульсов управления по-прежнему принимает значения на каждой из 6 ступеней в соответствии с табл. 1.

Рис. 9. Зависимости частоты следования и длительности импульсов управления IGBT от выходного напряжения ЗУ...

Управление транзисторами IGBT-модулей VT_1 и VT_2 осуществляется с помощью узлов запуска (рис. 1) на основе оптронного драйвера HCPL-3120, дополненного схемами питания и защиты транзисторов от выхода из режима насыщения, возникающего при коротком замыкании (КЗ) модуля. Узлы запуска формируют однополярные импульсы управления транзисторами заданной длительности. Как показали экспериментальные исследования, формирование импульса отрицательной полярности для запираания транзисторов не требуется, поскольку потери при их выключении в выбранном режиме работы незначительны.

На рис. 10 приведены осциллограммы импульса управления транзистором IGBT-модуля в штатном режиме работы ЗУ и при имитации короткого замыкания другого транзистора того же модуля. На приведенной на рис. 10б осциллограмме видно, что через 1 мкс от момента формирования фронта импульса управления начинается плавное снижение напряжения на затворе транзистора IGBT-модуля до 10 В, что обеспечивает работу транзистора в линейном режиме и обуславливает ограничение тока короткого замыкания на безопасном уровне порядка 200–300 А.

Рис. 10. Осциллограммы импульсов управления IGBT...

Защита транзистора IGBT-модуля в режиме КЗ модуля в случае выхода из строя (пробоя) или ложного запуска другого транзистора этого модуля, в конечном счете, обеспечивает защиту СВ, исключая протекание аварийного ударного тока по цепям сетевого питания изделия. Следует особо отметить, что плавное снижение напряжения на затворе исправного IGBT при его запираании приводит к плавному снижению тока короткого замыкания, что позволяет ограничить на

допустимом уровне величину перенапряжения на этом транзисторе в описанном аварийном режиме.

При формировании указанного на рис. 10б импульса управления узел запуска также формирует сигнал для СУ (КЗ VT_1 или КЗ VT_2 на рис.8), который запрещает дальнейшее формирование импульсов управления транзисторами преобразователя.

Эксплуатация ЗУ в составе системы заряда лазерных установок с энергиями 10–100 МДж диктует необходимость максимального повышения надежности функционирования ЗУ в сложной электромагнитной обстановке. Данное обстоятельство обуславливает необходимость создания электронных защит ЗУ при возникновении в нем или в комплексе ЗУ–ЕНЭ той или иной аварийной ситуации. Срабатывание электронных защит ЗУ предполагает автоматическое его выключение и прекращение процесса зарядки ЕНЭ.

С точки зрения быстрейшего срабатывания все выполненные в разработанном ЗУ защиты можно разделить на быстрые аппаратные (скорость выключения ЗУ составляет несколько единиц или десятков микросекунд) и медленные программные (скорость выключения ЗУ составляет десятки–сотни миллисекунд). В системе управления ЗУ с помощью узла аппаратных защит (рис. 8) реализованы быстрые защиты от короткого замыкания в IGBT-модулях ТП и перенапряжения на выходе ЗУ, а с помощью узла программных защит (рис. 8) – медленные защиты, наиболее значимыми из которых являются защиты от превышения заданного порогового значения выходного напряжения, режимов короткого замыкания и холостого хода в нагрузке (ЕНЭ), а также перегрева компонентов ЗУ.

7. РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ

Для проведения испытаний разработанного ЗУ был спроектирован и изготовлен автоматизированный стенд, позволяющий в автоматическом режиме выполнять зарядно-разрядные циклы. Емкость накопителя автоматизированного испытательного стенда составляет около 3000 мкФ, номинальное рабочее напряжение – 24 кВ. ЕНЭ стенда представляет собой десять параллельно соединенных между собой конденсаторов ВУ4 D65B-290 мкФ-24 кВ. Разряд каждого конденсатора ЕНЭ после окончания зарядного цикла проводится на индивидуальный балластный керамический резистор M002CSK/2057 сопротивлением 5 кОм с помощью высоковольтного десятиконтактного замыкателя, выполненного на базе электрогидравлического толкателя ТЭ-30/50.

Опытный образец разработанного зарядного устройства успешно прошел ресурсные испытания, которые включали в себя проведение 10 тысяч циклов заряда ЕНЭ до номинального напряжения 24 кВ. Длительность интервала зарядки составляла порядка 55 с. После завершения

цикла зарядки ЕНЭ производился его разряд на балластные резисторы стенда. Зарядные циклы следовали с периодом повторения, равным 8 мин.

В процессе испытаний опытного образца ЗУ после выполнения 50 зарядных циклов, следующих с периодом повторения 8 мин, было получено, что установившееся значение температуры поверхности НТЭ в непосредственной близости от середины металлического основания IGBT-модуля не превышает 70 °С при температуре окружающей среды 22 °С.

С целью оценки разности температур между корпусом IGBT-модуля и кристаллом транзистора были проведены циклы зарядки ЕНЭ при начальной температуре корпуса IGBT-модуля, равной 110 °С. Данная температура IGBT-модуля была получена за счет его предварительного нагрева при работе ЗУ в режиме короткого замыкания по выходу. Поскольку при этом ЗУ выдержало без повреждений IGBT-модулей цикл зарядки, с учетом паспортного максимально допустимого значения температуры кристаллов полупроводниковых приборов, равной 175 °С, можно сделать вывод о том, что разность температур между корпусом IGBT-модуля и кристаллами полупроводниковых приборов не превышала 65 °С. Следовательно, можно сделать вывод о том, что в описанных выше условиях испытаний опытного образца ЗУ (50 зарядных циклов, пауза 8 мин) температура кристаллов полупроводниковых приборов IGBT-модулей не превышала 135 °С. Это свидетельствует о достаточно высоком запасе прочности ЗУ в части нагрева его полупроводниковых компонентов.

Опытный образец ЗУ также продемонстрировал возможность выполнения трех циклов зарядки накопителя емкостью 3000 мкФ до напряжения 24 кВ с паузами между интервалами зарядки, равными 10 с. Успешное прохождение данного теста еще раз свидетельствует о высокой надежности ЗУ и позволяет потребителю провести два цикла зарядки ЕНЭ подряд с минимальной временной паузой между ними, что может быть необходимо в ряде практических случаев.

К моменту написания данной статьи изготовлено и находится в эксплуатации около 100 зарядных устройств, имеющих описанную в данной статье схему, технические характеристики и подобную конструкцию. В частности, в 2024 году была изготовлена партия из 10 зарядных устройств ЗУ25. Длительная эксплуатация данных зарядных устройств показала их высокую надежность и устойчивость в работе.

На рис. 11а приведена фотография внешнего вида зарядного устройства ЗУ25, а на рис. 11б – типовая осциллограмма напряжения на ЕНЭ 3000 мкФ на цикле зарядки. Как следует из приведенной на рис. 11б зарядной кривой, средняя зарядная мощность ЗУ25 составляет 15.7 кВт. Анализ зарядной кривой в области напряжений, близких к максимальному значению 20–23 кВ, позволяет определить максимальную (пиковую) мощность ЗУ25, которая составляет 21.5

кВт. Таким образом, разработанное ЗУ имеет достаточно высокое значение коэффициента использования первичного источника электропитания (отношение средней выходной мощности ЗУ к его пиковой мощности), равное 0.73.

Рис. 11. Внешний вид ЗУ25 (а) и осциллограмма зарядного напряжения (б)

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработано надежное, экономичное и компактное зарядное устройство модуля емкостного накопителя энергии моноимпульсной лазерной установки. ЗУ имеет среднюю выходную мощность 15.7 кВт при номинальном выходном (зарядном) напряжении 24 кВ. Проведенные испытания и опыт эксплуатации изготовленных зарядных устройств показали обоснованность и эффективность использованных при их создании научно-технических решений.

Работа выполнена в рамках государственного контракта от 25.04.2023 № Н.4к.241.09.23.1072 на выполнение НИОКР “Разработка и создание 8-канального лазера накачки для конечных каскадов параметрических усилителей. Этап 2023-2024 годов”.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Копелович Е.А., Ваняев В.В., Троцкий М.М., Хватов С.В., Флат Ф.А.* // Электротехника. 2010. № 7. С.11. <https://elibrary.ru/item.asp?id=14672206>
2. *Heqing Zhong, Zhixin Xu, Xudong Zou, Yunping Zou, Lisha Yang, Zeynn Chao.* // IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Roanoke, VA, USA. 2003. V.1. P. 373. <https://doi.org/10.1109/IECON.2003.1280009>
3. *Oh J.S., Jang S.D., Son Y.G., Cho M.H., Namkung W., Ro S.C.* // Proc. LINAC'02, Gyeongju, Korea. 2002. P. 205.
4. *Курчик Б.З., Покрывайло А.Д., Шварц А.Н.* // ПТЭ. 1990. № 4. С.121.
5. *Копелович Е.А.* // Труды НГТУ. Н. Новгород. 2011. № 2. С.170.
6. *Ваняев В.В., Копелович Е.А.* РФ Патент №2749382, 2020.
7. *Асабин А.А., Ваняев В.В., Копелович Е.А., Троцкий М.М.* // Электротехника. 2024. № 2. С. 40. <https://elibrary.ru/item.asp?id=61567719>

ПОДПИСИ К РИСУНКАМ

- Рис. 1.** Схема ЗУ: C_1 – 32 конденсатора LH400M0220BPF-2540 (16 параллельных цепей по 2 конденсатора последовательно в каждой цепи), C_2, C_3 – 16 параллельно включенных конденсаторов K78-26-1600B-0.056мкФ, C_4 – C_7 – пять параллельно включенных конденсаторов NY2BXN302K9KV, K_1 – контактор LC1E3810M5, L_1 – дроссель с индуктивностью 1.3 мГн, L_2 – дроссель с индуктивностью 7 мкГн, R_1 – резистор C5-35B-16Вт-75Ом, QF_1 – выключатель автоматический S203-C40, TV_1 – трансформатор высоковольтный с коэффициентом трансформации по каждой секции вторичной обмотки 1/27, VD_1 – модуль диодный SKD110/16, VD_2 – VD_5 – диоды 60EPF06, VD_6 – VD_9 – однофазные мостовые выпрямители, выполненные на диодах UX-FOB, VT_1 – IGBT-модуль SKM200GB12T4, ДН – датчик выходного напряжения ЗУ.
- Рис. 2.** Расположение основных функциональных частей ЗУ в приборном корпусе.
- Рис. 3.** Силовые полупроводниковые приборы ЗУ: 1, 2 – IGBT-модули VT_1 и VT_2 ; 3 – СВ VD_1 ; 4–7 – диоды VD_2 – VD_5 , установленные на сборке НТЭ (8), 9 – охладитель; а – вид сверху, б – вид сбоку.
- Рис. 4.** Осциллограммы тока первичной обмотки высоковольтного трансформатора (40 А/дел, 5 мкс/дел) при выходном напряжении ЗУ 10 кВ (а), 24 кВ (б).
- Рис. 5.** Зависимость величины тока коммутации силовых транзисторов от зарядного напряжения в режиме максимальной выходной мощности
- Рис. 6.** Осциллограммы процессов при запираании IGBT: напряжение на затворе транзистора (луч 1, 10 В/дел); ток первичной обмотки высоковольтного трансформатора (луч 2, 2 А/дел.); напряжение на электродах коллектор-эмиттер транзистора и обратнопараллельном диоде (луч 4, 200 В/дел) при температуре металлического основания IGBT-модуля 35 °С (а), 50 °С (б).
- Рис. 7.** Внешний вид трансформаторно-выпрямительного модуля.
- Рис. 8.** Схема системы цифро-аналогового управления зарядового устройства.
- Рис. 9.** Зависимости частоты следования и длительности импульсов управления IGBT от выходного напряжения зарядового устройства при максимальной зарядной мощности и зарядной мощности, составляющей 60% от максимального значения.
- Рис. 10.** Осциллограммы импульсов управления IGBT: а – штатный импульс, б – импульс, формируемый на затворе одного транзистора модуля при имитации выхода из насыщения другого транзистора модуля.

Рис. 11. Внешний вид ЗУ25 (**а**) и осциллограмма зарядного напряжения (**б**).



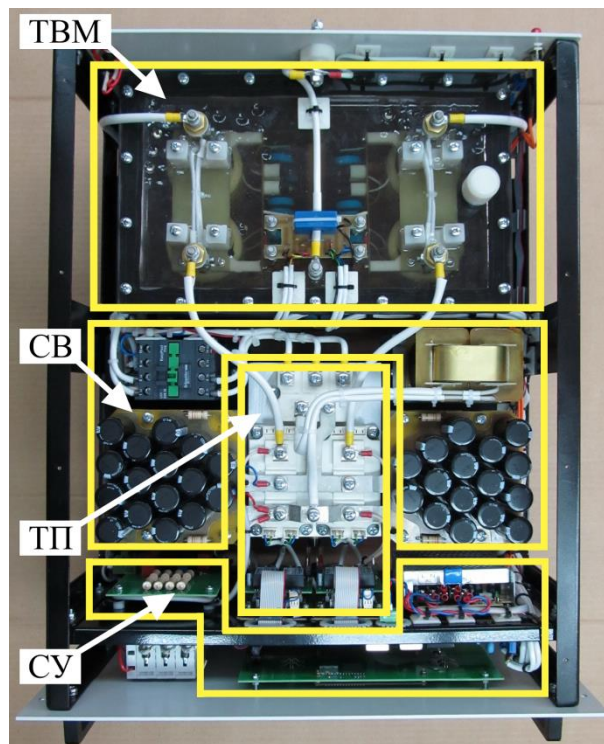
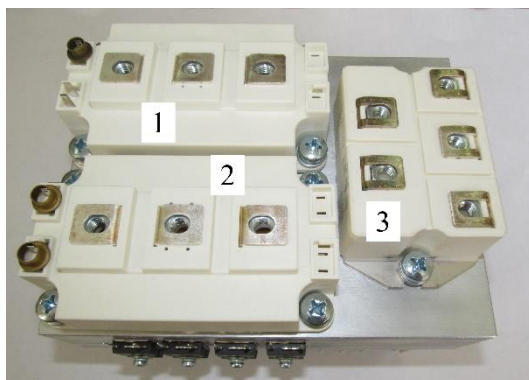
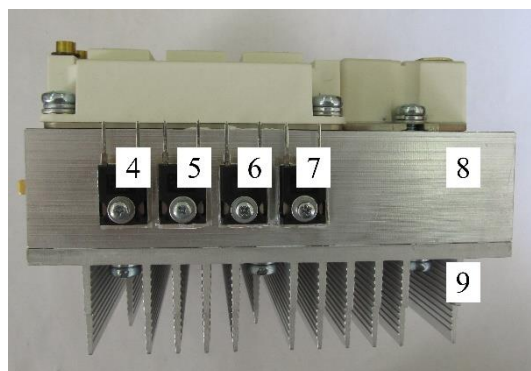


Рис. 2.

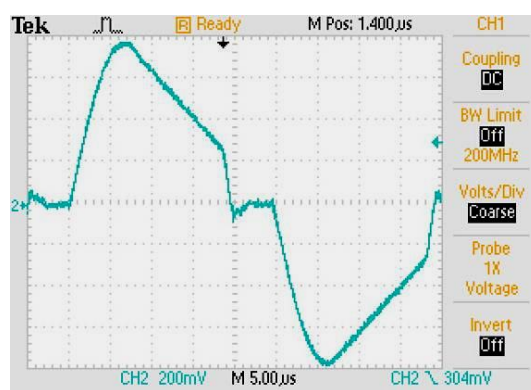


(a)

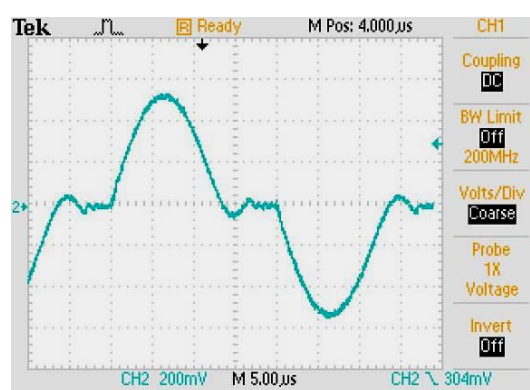


(б)

Рис. 3.



(a)

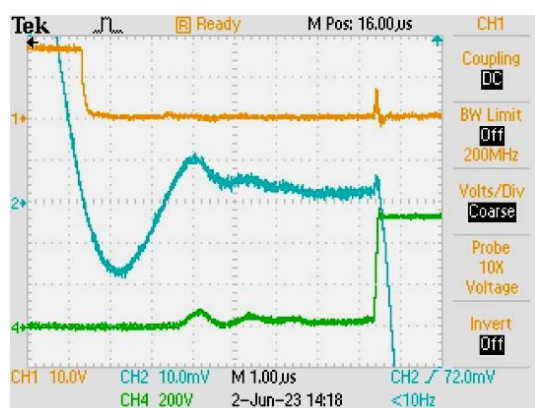


(б)

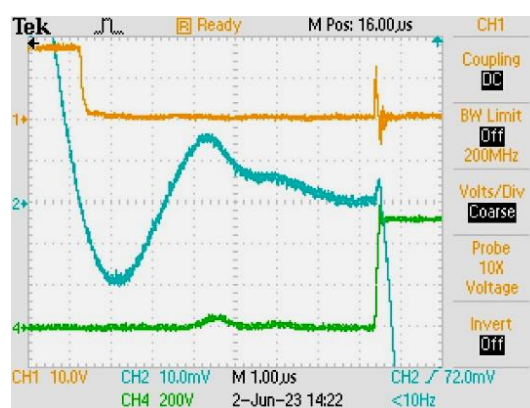
Рис. 4.



Рис. 5.



(a)



(б)

Рис. 6.

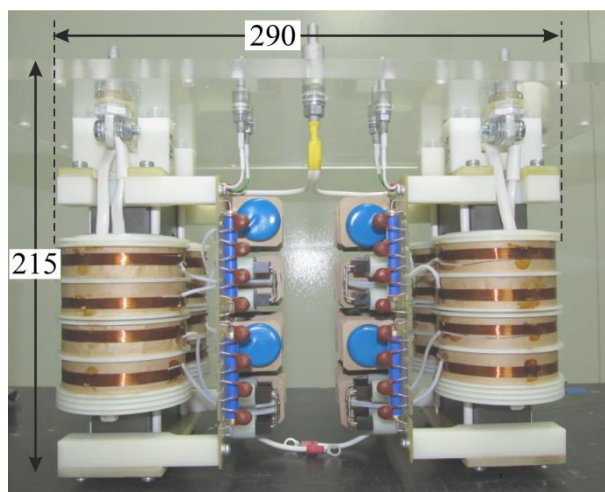


Рис. 7.

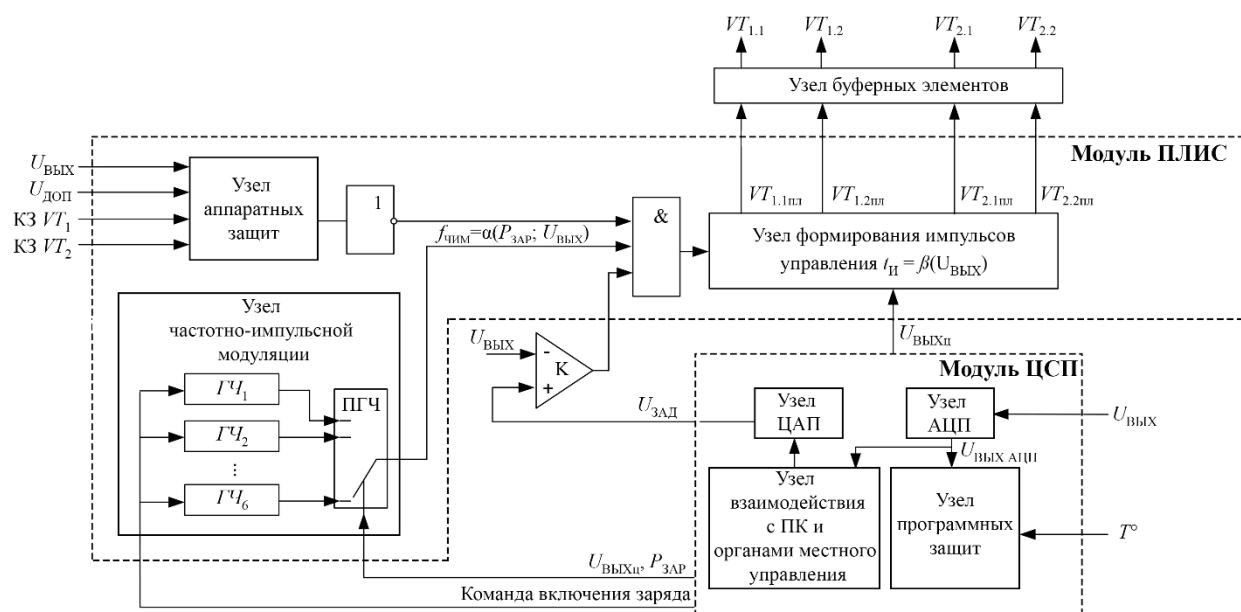


Рис. 8.

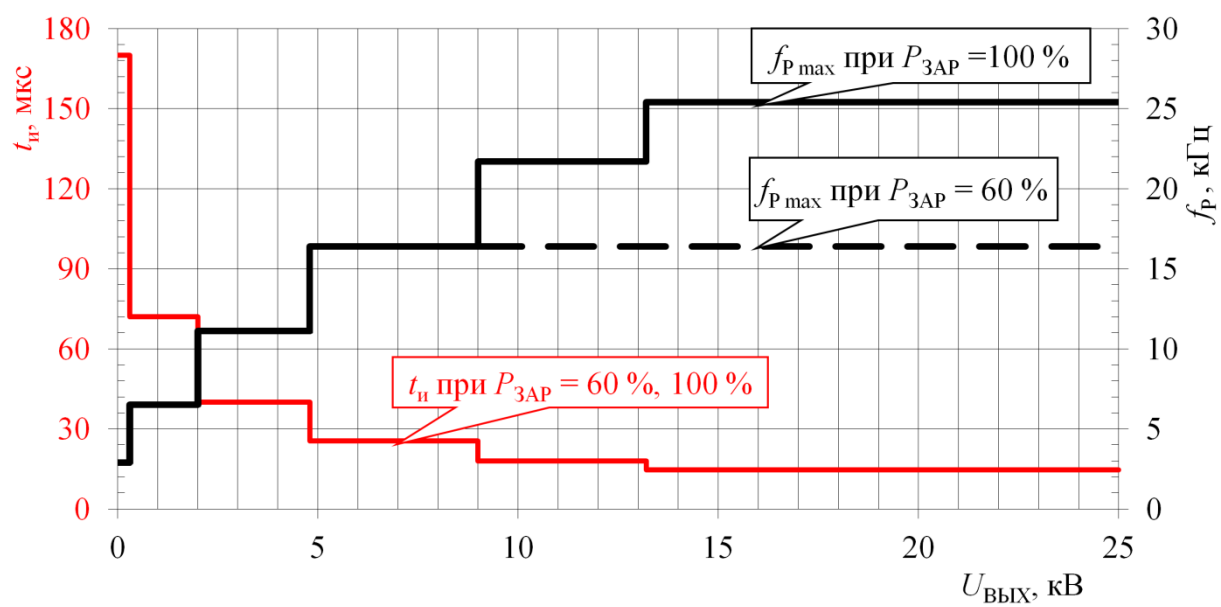
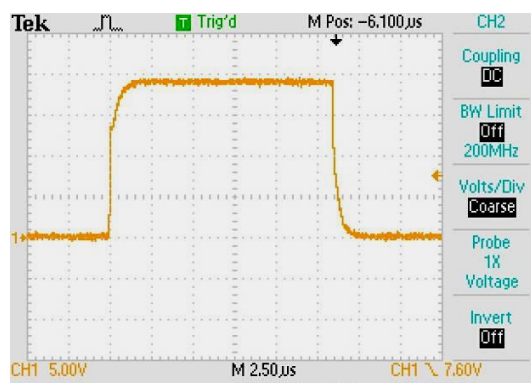
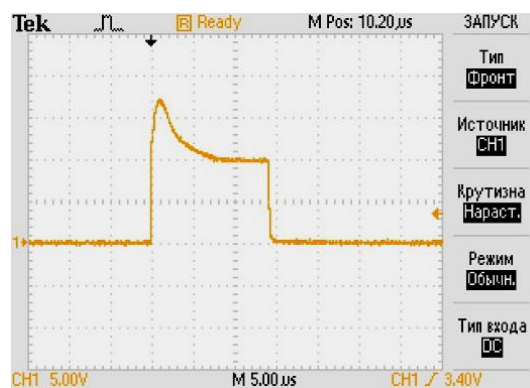


Рис. 9.



(a)

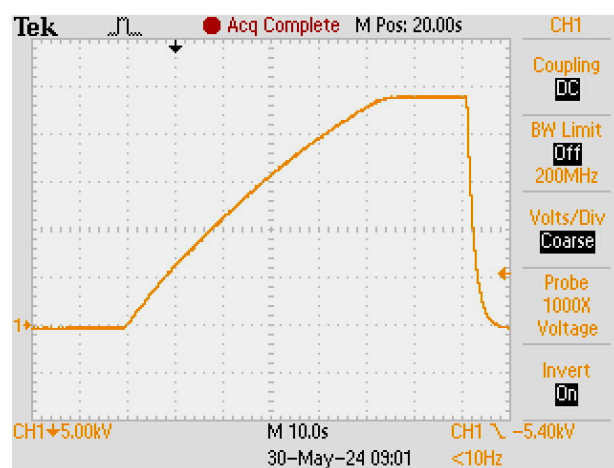


(б)

Рис. 10.



a)



б)

Рис. 11.