

Концепция и разработка высоковольтного высокопроизводительного недорогого устройства для зарядки конденсаторов

Алекс Покрываило (Alex Pokryvailo), старший член ИИЭР, Костел Карп (Costel Carp), член ИИЭР и Клифф Скапеллати (Cliff Scapellati), член ИИЭР

Краткое изложение: приведено описание 10-киловольтного 20-киловаттного устройства для зарядки конденсаторов с частотой повторения 1 кГц. Задачей разработки являлось сочетание высокого КПД и надежности вместе с недорогой конструкцией и хорошей технологичностью. Задача решена путем применения топологии инвертора с дозированной подачей энергии вместе с интеллектуальными средствами управления, подстраивающими частоту переключения с целью обеспечения мягкого переключения для всех возможных случаев применения, с поддержанием максимального коэффициента заполнения для высокой мощности. Переключение выполняется на частоте до 55 кГц с использованием обладающих сравнительно небольшим быстродействием биполярных транзисторов с изолированным затвором с небольшими диэлектрическими потерями на электропроводность. Высокий КПД позволяет использовать конструкцию с полностью воздушным охлаждением, которую можно устанавливать в стойку 19» X 10» X 24». Дан обзор рекомендаций для проектирования. С помощью программы PSpice разработаны всесторонние модели с учетом многочисленных паразитных параметров и имитацией управляющих воздействий для изменения частоты, представлены результаты моделирования. Выполнен анализ повторяемости для самых неблагоприятных условий. С помощью моделей PSpice и средств анализа получена прогностическая повторяемость импульсов 0,3 %; измеренные численные значения составляют 0,8 % и 1 % для кратковременной и продолжительной работы соответственно, при пиковых скоростях заряда и частотах повторения. Представлены типичные осциллограммы тока и напряжения и результаты теплового убегания.

Ключевые слова: зарядка конденсатора, регулирование мощности, силовая электроника, импульсная мощность, повторяемость импульсов (PPR).

I. ВВЕДЕНИЕ

Устройства для зарядки КОНДЕНСАТОРОВ имеют широкое применение в промышленности, науке, и здравоохранении. Список применений, связанных с импульсной мощностью, весьма велик и постоянно расширяется; читатель может обратиться к соответствующим источникам [1], [2].

Для зарядки конденсаторов почти повсеместно применяются импульсные источники питания, заменившие линейные источники питания. Для скоростей зарядки выше нескольких кДж/с преобладающее применение находят топологии с мягким переключением [3]–[9], в меньшей мере, в коммерческой продукции (см., например, статьи в General Atomics [3] и Lambda [4]). Похоже, что в этой нише превалирует последовательно-резонансная топология. Построенные по этой топологии источники питания действуют как источники тока постоянного значения и как таковые являются предпочтительными для ограничения пускового тока и защиты нагрузки. При постоянном значении тока напряжение зарядки возрастает линейно и, следовательно, мощность зарядки является линейной функцией времени.

Среди многочисленных применений наибольшие затруднения вызывает комбинация высокого напряжения, высокой скорости зарядки (десятки кДж/с и выше), высокой частоты повторения импульсов (PPR), компактности, высокого КПД и хорошей повторяемости импульсов (PPR). Наложение ограничений для стоимости и хорошей технологичности делает разработку зарядного устройства еще более сложной задачей. Эти ограничения

исключают использование дорогостоящих заказных компонентов, быстродействующих переключателей (например, широкодиапазонных устройств или сборок быстродействующих полевых МОП-транзисторов), экзотических схем и материалов для охлаждения (тепловых труб, фторуглеродных низкокипящих жидкостей, полимеров с нанонаполнителями), оставляя относительно меньше степеней свободы, таких как выбор правильной схемотехнической топологии и стратегии регулирования для увеличения частоты переключения с целью сокращения размеров и улучшения PPR.

PPR, обозначаемый дальше как R, является важным параметром при зарядке конденсатора. Он влияет на стабильность различных физических процессов, от излучения когерентного света до импульсного микроволнового и рентгеновского излучения в применениях в области химии плазмы.

PPR можно определить как

$$R = \frac{V_{C \max} - V_{C \min}}{V_{C \text{avg}}} \cdot 100\% \quad (1)$$

где $V_{C \max}$, $V_{C \min}$ и $V_{C \text{avg}}$ — максимальное, минимальное, и среднее значения напряжения на накопительном конденсаторе C_s для партии импульсов.

Обычно при зарядке не задействуются алгоритмы прогнозирования. Это значит, что при достижении запрограммированного значения выходного напряжения инвертор выключается. В этот момент некоторые компоненты преобразователя, например, индуктивность рассеяния высоковольтного трансформатора, запасают остаточную энергию E_{rem} , которая пропорциональна частям энергии, передаваемой в C_s за каждый цикл. Затем возможно перерегулирование на выходе вследствие частичного или полного перетекания E_{rem} в накопительный конденсатор. Это один из главных факторов, ухудшающих PPR. Фактически это, похоже, единственный рассматриваемый в литературе фактор. Казалось бы, можно легко оценить повторяемость при допущении, что вся эта энергия может быть передана в C_s ; тогда R будет пропорциональна E_{rem} . Точнее, ее можно получить с помощью формулы (см. приложение)

$$R = \left(\sqrt{1 + \frac{E_{\text{rem}}}{E_c}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (2)$$

где E_c энергия, накапливаемая C_s . В указаниях по применению ALE [10] и General Atomics [4], [11] приведены подобные упрощенные оценки. В практике научного эксперимента принято устанавливать значение напряжения зарядки, равное доле номинального напряжения зарядного устройства и (или) заряжать небольшие конденсаторы. В таком случае зарядка может завершаться даже меньше чем за полупериод частоты преобразования [см. рис. 7 и 15(a)], а это значит, что E_{rem} соизмерима с E_c . Допуская $E_{\text{rem}} = E_c$, получаем $R = 41,4\%$. Если достижение максимального напряжения зарядки занимает два периода, можно допустить, что $E_{\text{rem}} = 0,25E_c$, что дает $R = 11,8\%$ (см. рис. 20); в действительности повторяемость может быть и не такой плохой.

Рукопись получена 14.09.2009 г.; переработана 14.03.2010 г.; принята 27.05.2010 г., Дата публикации 13.09.2010 г.; дата текущей версии 08.10.2010 г.

Авторы являются сотрудниками компании Electronics Corporation, Наурпаге, NY 11788 USA (эл. почта: Apokryva@spellmanhv.com).

Цветные версии одного или нескольких рисунков из этой статьи доступны по ссылке <http://ieeexplore.ieee.org>.

Идентификатор цифрового объекта 10.1109/TPS.2010.2051959

ТАБЛИЦА I
Основные технические характеристики

Входное напряжение	400 В пер. или 480 В пер. $\pm 10\%$, $\pm 14\%$, 3Ф 50/60 Гц, 4-проводн., частота $\pm 2\%$
Выходное напряжение	от 0 до 10 кВ
Средняя скорость зарядки	20 кДж/с
Частота повторения импульсов (PRR)	Одиночные до 1 кГц
КПД	$>92\%$ при полной скорости зарядки, $>85\%$ при 30% от номинальной мощности
Коэффициент мощности	$>0,93$ при полной скорости зарядки $>0,85$ при 30% от номинальной мощности
Повторяемость импульсов	Лучше 1% при 1 кГц и 10 кВ, установившаяся Лучше 0,8% при 1 кГц и 10 кВ, кратковременная Лучше 2% при 1 кГц и 2 кВ-10 кВ, кратковременная.
Изоляция	Воздух, 10 кВ и ниже
Размер	Установка в стойке 10 1/2" (6U) В x 19" Ш x 24" Г
Масса	90 фунтов (41 кг)
Охлаждение	Воздушное

Много усилий было направлено на улучшение PPR, особенно при высокой PRR. Общий подход уменьшает скорость зарядки на порядок или около того по мере приближения к концу зарядки (ЕОС). Поэтому переносимые за каждый период дозы зарядки («ковши» по терминологии [4], [10]) меньше, и подачей энергии в накопительный конденсатор управлять труднее. Этот метод в различных реализациях используется в промышленной продукции (см., например, [3], [4], [12]). Недостаток такого подхода заключается в завышении мощности зарядного устройства, поскольку основная часть высокоомощной зарядки происходит с низким коэффициентом заполнения, зарядка небольшими порциями отнимает 10–30% цикла зарядки [3].

В этой статье описаны разработка и испытание высокоомощного зарядного устройства, удовлетворяющего вышеизложенным противоречивым требованиям в рамках ограничений недорогой проверенной технологии. Основное внимание сосредоточено на теоретическом и экспериментальном исследовании PPR. Последняя в этой статье рассмотрена только для основной зарядки.

II. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Этот раздел представлен в Таблице I существенными свойствами и наиболее важными техническими параметрами разработанного зарядного устройства.

III. ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Структурная схема зарядного устройства показана на рис. 1. Зарядное устройство состоит из трехфазного входного выпрямителя с прерывателем, средств мягкого пуска и сглаживающего фильтра, модуля преобразователя (СМ), и высоковольтного делителя и средств управления. Запускаемое внешним источником зарядное устройство заряжает конденсатор C_s , который разряжается на эквиваленте нагрузки через высоковольтный переключатель DS_w. Ограничивающие катушки индуктивности и (или) резисторы можно добавлять при необходимости.

СМ состоит из инвертора INV, высоковольтного трансформатора с обмотками на популярных ферритах U100/57/25 и выпрямителя R. Основу СМ представляет полумостовой квазирезонансный инвертор с конденсаторами дозирования энергии (рис. 2) [14]–[16]. В работе [15] изложен принцип действия и теория работы (ее материал частично повторен, избавлен от опечаток и дополнен в

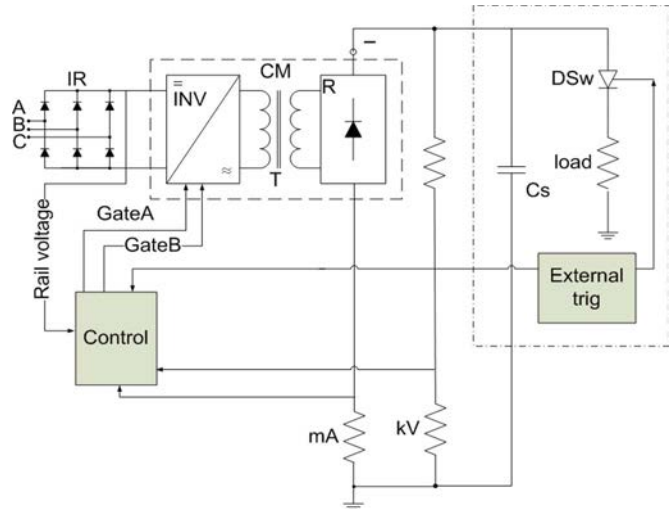


Рис 1. Структурная схема зарядного устройства.

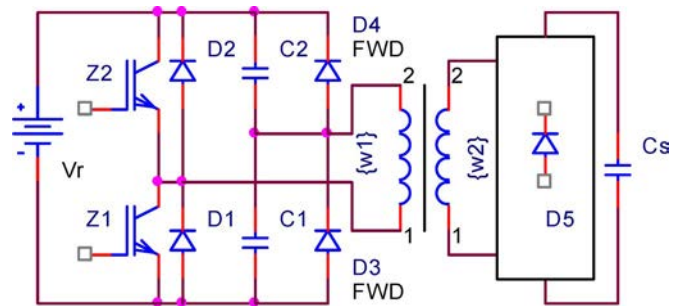


Рис 2. Полумостовой инвертор с конденсаторами дозирования энергии. Трансформатор фактически состоит из двух трансформаторов, чьи первичные обмотки соединены параллельно, а вторичные — последовательно.

этом разделе и в приложении). В нормальном режиме один из резонансных конденсаторов C1, C2, заряжается до напряжения шины V_t . Когда замыкается соответствующий переключатель, резонансный конденсатор разряжается через первичную обмотку, тогда как второй снова заряжается до напряжения шины (см. также временные диаграммы на рис. 21). Если в цепи имеется индуктивность, создается синусоидальная форма колебаний, и в идеальном случае вся накапливаемая в резонансных конденсаторах энергия передается на сторону вторичной обмотки. Если резонансный конденсатор разряжается полностью, но ток не падает до нуля, включенный параллельно конденсатору подавляющий диод (FWD) предотвращает обратное приложение напряжения. Таким образом, запасенная в индуктивности цепи остаточная энергия передается на выход. Преимуществами дозирования энергии являются жесткое управление передачей энергии и свойственное ограничение тока короткого замыкания и напряжений на компонентах преобразователя.

Максимальная частота, с которой возможна работа для определенного напряжения нагрузки V с пересечением при нулевом токе (ZCC), в нормальном виде определена в [15]

$$f_N(V_t, E) = \frac{1}{\frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{2} a \cos \left(\frac{V_t}{V_t - E} \right) + \frac{E}{2V_t} \sqrt{1 - \frac{2V_t}{E}} \right]} \quad (3)$$

где E — напряжение шины, напряжения шины и нагрузки измеряются относительно одной стороны трансформатора. Частота преобразования f нормализована относительно резонансной частоты f_0 контура, образуемого индуктивностью рассеяния

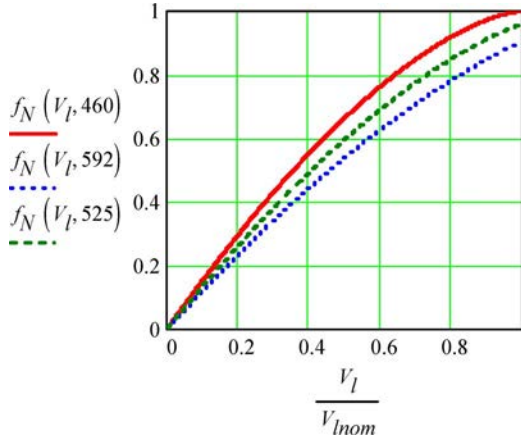


Рис 3. Кривые ZCS для низкого (460 В), высокого (592 В) и номинального (525 В) напряжений шины постоянного тока. V_{lnom} — номинальное напряжение нагрузки.

и резонансными конденсаторами; $f_N = f/f_0$. Типовой график для этого уравнения показан на рис. 3.

Так как осуществляется дозирование энергии, мощность зарядки P пропорциональна частоте преобразования

$$P = 2C_r V_r^2 f$$

где C_r — емкость резонансных конденсаторов $C1$ и $C2$. Напряжение нагрузки можно вычислить как [15]

$$V_l = 2E \sqrt{\frac{C_s}{C_r}} ft. \quad (4)$$

Хотя P невозможно выразить в виде явной функции времени, можно найти выражение для времени, необходимого для зарядки до заданного напряжения нагрузки t_{ch} . Объединив (3) и (4), получим в нормальном виде

$$t_{chN} = \frac{C_s}{C_d} \frac{\pi V_l^2}{4\pi E^2} \left[1 - a \cos \left(\frac{V_l}{E - V_l} \right) \right] + E V_l \sqrt{\frac{E - 2V_l}{E}} \quad (5)$$

где $t_{chN} = t_{ch} f_0$.

Используя (5) и зная выражение для мощности зарядки $P = (d/dt) (C_s V_l^2/2)$, можно построить в нормализованном виде графики напряжения нагрузки, мощности зарядки и частоты в зависимости от времени, как показано на рис. 4. Из них видно, что мощность возрастает не линейно, как в системах с зарядкой постоянным током, но скорее имеет место насыщение до ЕОС. Отсюда два следствия: 1) зарядку можно завершать быстрее за счет некоторой перегрузки компонентов преобразователя в начале нагрузки (пусковые токи выше приблизительно на 50 %, хотя и при меньшей частоте — рис. 6 и 11); и 2) меньше энергия/дозы зарядки, передаваемые в накопительный конденсатор в ЕОС, что выгодно в отношении PPR. Однако подробное сравнение двух методов зарядки находится вне рамок этой статьи.

Средства управления на основе вентиляльных матриц с пользовательским программированием характеризуются гибкостью благодаря возможностям программирования и цифровой обработки. Стандартные функциональные возможности включают многократную защиту (от коротких замыканий, перегрева, перегрузки по току и напряжению, дугового разряда и т. п.) и средства задания значений напряжения и тока.

Посредством микропрограммы был осуществлен реализующий (3) алгоритм. Он подстраивает частоту переключения от 12,5 до 55 кГц, чтобы обеспечить бестоковую коммутацию (ZCS) для всех

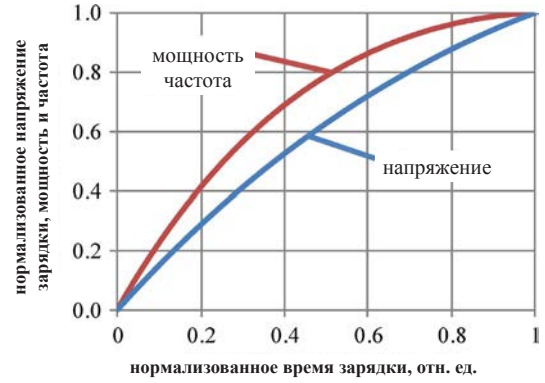


Рис 4. Временная зависимость от нагрузки, напряжения, мощности зарядки и частоты при ZCS.

возможных случаев, поддерживая максимальный коэффициент заполнения для высокой мощности. Таким образом, потери на переключение фактически отсутствуют, что позволяет использовать относительно медленные недорогие полупроводниковые переключатели как на стороне первичной обмотки, так и на стороне вторичной обмотки.

Для получения необходимых результатов измерений с высокой верностью в целях обеспечения хорошего PPR, был разработан прецизионный делитель обратной связи. Реализованы время нарастания меньше 1 мкс и низкий температурный дрейф.

Конструктивное оформление выполнено в 19-дюймовом шасси для установки в стойке, высота 10 1/2 дюймов, глубина 24 дюйма. Паразитные индуктивности высоковольтного трансформатора действуют вместе с конденсаторами $C1$, $C2$ в резонансной цепи устройства, поэтому внешние дроссели не требуются. Прерыватель цепи и высоковольтный соединитель установлены на задней панели. На виде спереди [рис. 5 (а)] можно видеть переднюю панель, заимствованную у серии Spellman SR6 [17]. Блок по высоте поровну делится на две части. Верхнюю половину занимает выполненный по обычной схеме входной выпрямитель с прерывателем, фильтры ЭМП и компоненты мягкого пуска, и инвертор. Высоковольтные компоненты, вспомогательный источник питания и фильтрующие электролитические конденсаторы входного выпрямителя расположены в нижней половине [рис. 5 (b)]. Приборная панель расположена на передней панели. Благодаря высокому КПД (см. раздел V-C), допустимо полностью воздушное охлаждение.

Разработанные с помощью программы PSpice всесторонние модели с учетом многочисленных паразитных параметров и имитацией управляющих воздействий для изменения частоты использовались в качестве вспомогательных при разработке и интерпретации экспериментальных данных. Образец моделируемых форм колебаний приведен на рис. 6 для случаев низкого и высокого напряжений в линии. С целью сокращения времени вычислений и более ясного графического представления, в этих моделях C_s составляла 200 нФ, приблизительно половину значения, использованного в экспериментах. Видно, что в любой момент (кроме того первого импульса, который прерван намеренно) в течение цикла зарядки достигается ZCS. Это подтверждено экспериментально (см. раздел V-B).

IV АНАЛИЗ ПОВТОРЯЕМОСТИ

Изменчивость импульсов происходит от нескольких факторов.

- 1) Остаточная энергия преобразователя E_{rem} в ЕОС. E_{rem} может полностью или частично перетекать в накопительный конденсатор, поэтому выходное напряжение будет выше запрограммированного значения.

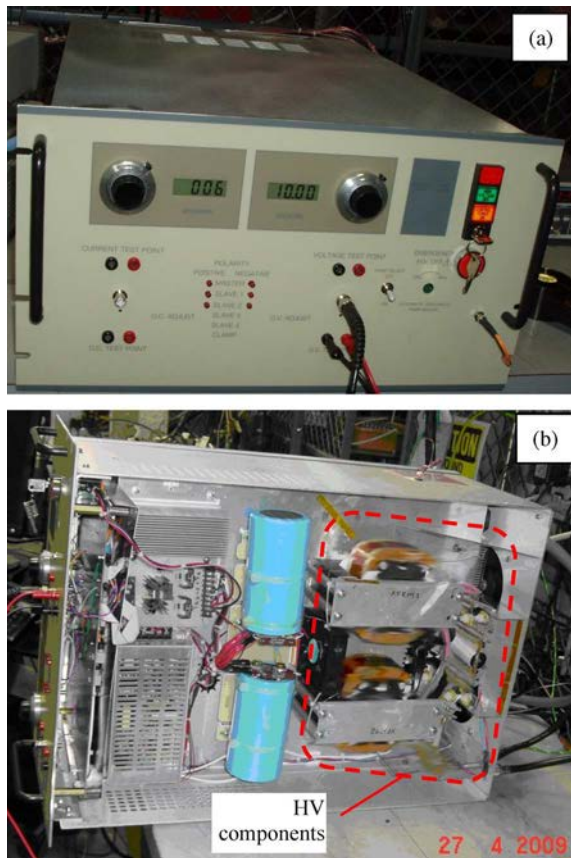


Рис 5. Вид зарядного устройства спереди (а) и в нижней части (б).

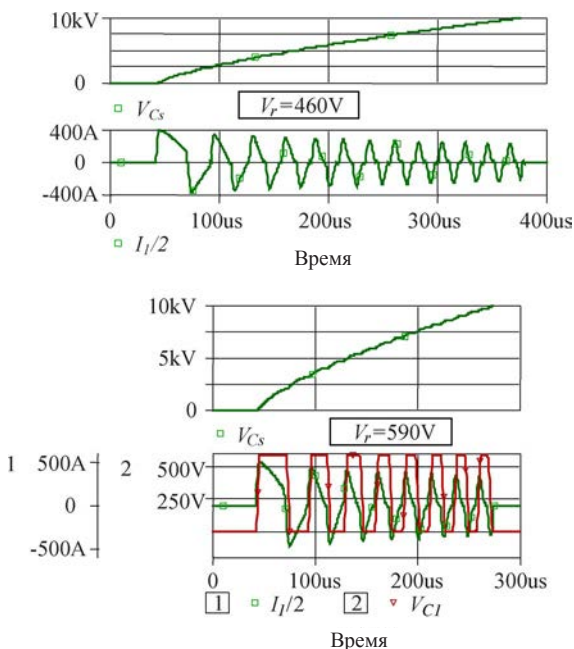


Рис 6. Имитация напряжения шины постоянного тока 460 В и 590 В посредством PSpice. Параметры модели соответствуют таковым физического объекта (индуктивность рассеяния $L = 3,3$ мГн, приведенная к вторичной обмотке; $C1 = C2 = 2$ мкФ представляют резонансный конденсатор, $C_s = 200$ нФ — накопительную емкость). Ток первичной обмотки I_1 разделен надвое.

2) Погрешность генерирования сигнала ЕОС. Она может быть вызвана низким качеством обратной связи, шумом, нестабильным опорным напряжением, и т. п.

3) Задержка t_d между ЕОС и действительным выключением биполярного транзистора с изолированным затвором (БИТЗ). Она учитывает цифровые задержки, задержки оптрона и задержки БИТЗ. Даже постоянная t_d , если она соизмерима с полупериодом, влияет на PPR. В зависимости от схемы и компонентов, t_d может составлять доли микросекунды, т. е. t_d равна доброй части полупериода.

В доступной литературе фактор 1 упоминается только как отрицательный в отношении к PPR. Однако фактор 2 может быть в одинаковой степени важным. Практическое правило заключается в том, что для относительно низковольтных применений и маломощной окружающей среды и интервалов зарядки, охватывающих только несколько периодов частоты преобразования, фактор 1 преобладает. Наоборот, для высокого напряжения в шумной окружающей среде и продолжительной зарядки будет преобладать фактор 2. В настоящей работе фактор 2 в грубом приближении приходится на долю 60% изменчивости импульсов при максимальном напряжении зарядки. Дальнейшее количественное определение влияния указанных факторов находится вне рамок и целей этой статьи.

Логично допустить, что E_{rem} , в среднем, пропорциональна квадрату напряжения шины, и E_{rem} зависит от значения тока первичной/вторичной обмоток в ЕОС. С нашим широким определением E_{rem} может запасаться в системе где угодно: в индуктивностях утечки и намагничивания, в паразитной емкости высоковольтного трансформатора и выпрямителя, в паразитных индуктивностях сборных шин и соединений и т. п. Ради простоты мы пренебрегаем факторами 2 и 3 и ограничиваем анализ случая запасания E_{rem} только в индуктивности рассеяния.

В рассматриваемой цепи E_{rem} перетекает не только в C_s , но и частично возвращается в шину источника питания постоянного тока и, в зависимости от начальных условий (НУ), может направляться в резонансные конденсаторы $C1, C2$; часть ее теряется в виде тепла. При открытии транзистора в ЕОС, если соответствующий резонансный конденсатор не разряжен полностью (режим 1), то согласно рис. 2 ток трансформатора течет по следующим контурам (произвольно примем, что нижний переключатель находится в открытом состоянии): положительная клемма $C1$, высоковольтный трансформатор, высоковольтный выпрямитель $D5, C_s, FWD D2, V_r$, обратный провод в $C1$. Ток FWD разделяется на два, его половина перезаряжает один из конденсаторов делителя $C2$. Если включенный параллельно $C1$, а замыкается через $D3$. Также возможен переход от режима 1 к режиму 2.

Полученные с помощью PSpice типичные формы колебаний для низкого напряжения зарядки 2 кВ (зарядное устройство с номиналом 10 кВ) показаны на рис. 7; они будут полезны в качестве эмпирического руководства для дальнейшего аналитического исследования. В этом параметрическом испытании источником изменчивости было напряжение шины постоянного тока V_r , изменяемое от 460 до 600 В приращениями 20 В, которые соответствуют обычным вариациям напряжения 400 В трехфазной линии. ЕОС соответствует прерыванию тока первичной обмотки I_1 .

Видно, что максимальное перерегулирование происходит не при максимальном прерываемом токе. Более того, одно и то же значение прерываемого тока (одно и то же количество энергии, запасаемой в L_s) может в зависимости от синхронизации ЕОС приводить к совсем иным перерегулированиям, как следует из сравнения первой и последней кривых ($V_r = 460$ В и $V_r = 600$ В соответственно). Вычисляя с помощью (2) перерегулирование ΔV выше программируемого напряжения 2 кВ, которое происходило бы в результате полной передачи E_{rem} в C_s , получаем $\Delta V \approx 450$ В. В этом примере $E_{rem} = L_s I_1^2 / 2 = 0,2$ Дж для $I_1 = 500$ А соответствует $V_r = 460$ В, $V_r = 600$ В. Видно, что перенапряжения намного меньше, чем приведенные выше оценочные значения даже при больших токах. Таким образом, только часть E_{rem} достигает C_s , остальная

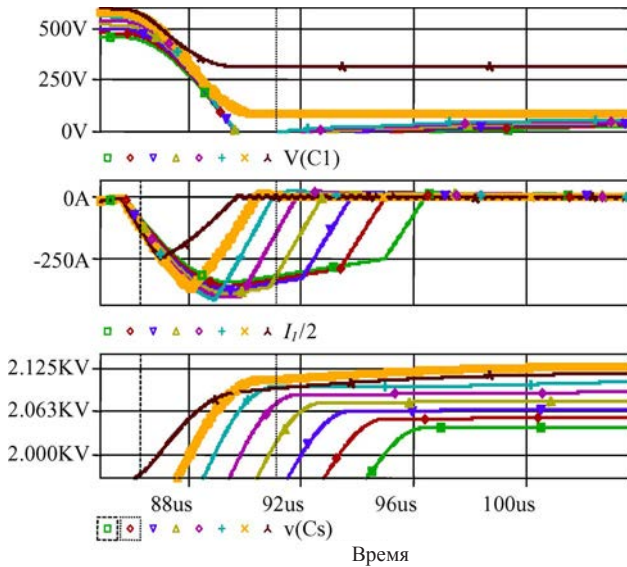


Рис 7. Программируемое напряжение зарядки 2 кВ. $V_r = 460$ В, 480 В, ..., 600 В. $C_s = 200$ нФ. Ток первичной обмотки П разделен надвое. Соответствующие наибольшему перерегулированию кривые показаны более толстыми линиями.

часть главным образом возвращается в источник шины постоянного тока. Дополнительное наблюдение заключается в том, что наибольшее перерегулирование (нижний график на рис. 7, вторая слева кривая) имеет место тогда, когда напряжение на резонансном конденсаторе не достигло нуля. Кусочная линейаризация цепи и использование соответствующих эквивалентных схем (ЕС) позволяет дать полностью аналитическое описание электромагнитных процессов, имеющих место после ЕОС; начальные условия можно получить из уравнений, приведенных в [15].

Аналитическое рассмотрение дано в приложении. В этой статье оно ограничивается наихудшим случаем ЕОС, происходящим в любой момент времени от достижения током в первичной обмотке своего максимального значения. Полученные исходя из этого полный строгий анализ и прогнозирующий алгоритм управления будут сообщены отдельно. Для параметров преобразователя, соответствующего нашей экспериментальной установке и моделям¹, повторяемость R приведена на рис. 8 в виде графической зависимости от времени ЕОС t_c (нижний индекс «с» означает прерывание). Напряжение нагрузки V_L служит параметром и задается в виде доли напряжения шины постоянного тока; V_L и V_r приведены к одной и той же стороне высоковольтного трансформатора. Так как задействован полумост, номинальное напряжение нагрузки равно $V_L \approx V_r/2$ при низком линейном напряжении. Рассматривая изменения V_r от 460 В (низкое линейное) до 590 В (высокое линейное), замечаем, что повторяемость хуже для высокого линейного напряжения, тогда как номинальное напряжение нагрузки равно $V_L = 10$ кВ $\approx V_r/2 * 460/590 * k_{tr} = 0,39ktr V_r$. Точки максимума кривых обозначают наихудший случай самой неблагоприятной синхронизации ЕОС, и показаны на отдельном графике на рис. 9 вместе с кривой (2). Видно, что полученное опытным путем перерегулирование в несколько раз больше прогнозируемого строгим анализом. Наконец, на рис. 10 показана сводка результатов имитации посредством PSpice, аналитических расчетов и экспериментальных данных. Последние описаны более подробно в разделе V-D. Заметно, что аналитическая кривая лежит очень близко к аналогичной кривой имитации PSpice, всегда выше нее, как и следует, потому что выполняемые с 20-вольтными приращениями V_r параметрические изменения в PSpice не обязательно точно находят время ЕОС для наихудшего случая.

¹ 200 нФ при имитации, 400 нФ в экспериментах.

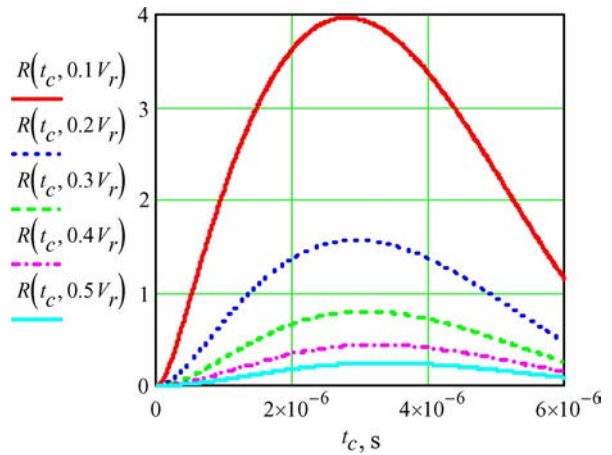


Рис 8. Повторяемость R % в зависимости от t_c , с напряжением нагрузки V_L в качестве параметра (в долях напряжения шины, оба приведены к одной и той же стороне высоковольтного трансформатора). Номинальное напряжение нагрузки (10 кВ) равно $V_L \approx V_r/2$ для низкого линейного напряжения ($V_r = 460$ В на стороне первичной обмотки). $C_s = 200$ нФ, $C1 = C2 = 2$ мкФ. Сравните с рис. 7.

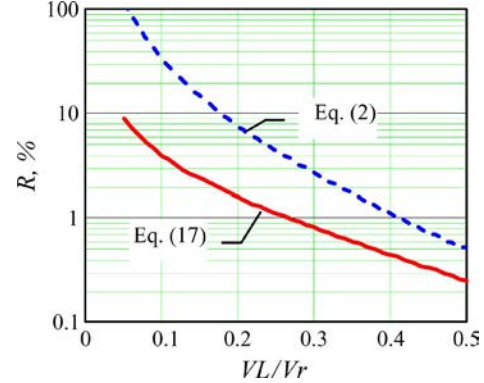


Рис 9. Повторяемость в функции напряжения зарядки, $C_s = 200$ нФ, $C1 = C2 = 2$ мкФ, наихудший случай.

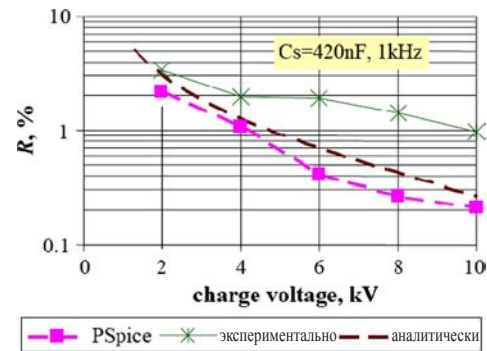


Рис 10. Повторяемость в функции напряжения зарядки: сводка результатов моделирования PSpice, аналитических вычислений и экспериментальных данных.

V. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

A. Средства измерений

Измерения высокочастотного тока компонентов инвертора выполнены с помощью зонда Rogowski CWT15 PEM. Напряжение C_s измерялось с помощью зонда Tektronix P6015A. Измерения плавающего напряжения выполнялись с помощью дифференциального зонда Tektronix P5200. КПД и коэффициент мощности измерялись с помощью измерителя мощности Voltech, модель

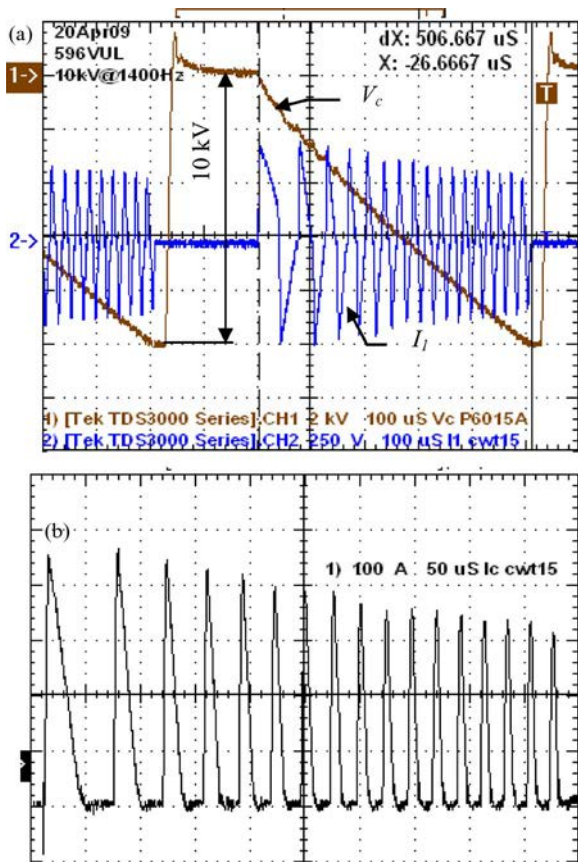


Рис 11. Типовые формы колебаний в линии высокого напряжения. PRR = 1400 Гц в пакете, время зарядки равно 507 мкс. (а) Напряжение на нагрузочном конденсаторе и ток в первичной обмотке. (б) Ток коллектора.

PM300. Контроль температуры осуществляется с помощью термодпар, соединенных с регистратором данных (Agilent, модель 34970A) с поддержкой программного обеспечения BenchLink.

В. Форма колебаний

Одна из главных целей этой работы заключалась в реализации наивысшего возможного КПД путем принудительного переключения без потерь во всех возможных случаях для всех уровней зарядки и значений частоты повторения. Помехоустойчивость схемы управления в этом отношении также является важной. Выполнено тщательное экспериментальное исследование совместно с моделированием средствами PSpice. Мы обнаружили, что ни при каких условиях ZCS не нарушается. Эти результаты иллюстрируются следующими рисунками. На рис. 11 (а) показаны V_c и ток первичной обмотки I_1 в пакетном режиме при PRR 1400 Гц для $C_s = 420$ нФ (скорость зарядки 29,4 кДж/с), а на рис. 11 (б) показан ток коллектора I_c одного из транзисторов (масштаб увеличен). Сведения о горизонтальных и вертикальных масштабах и цене делений здесь и на дальнейших графиках указаны в легендах для форм колебаний.

Отметим, что экспериментальные кривые V_c выглядят более близкими к линейной функции, чем их теоретические аналоги на рис. 4. Это несоответствие происходит в результате обширной бестоковой паузы, отсутствующей в аналитическом рассмотрении.

При низком линейном напряжении (самая долгая зарядка), $C_s = 420$ нФ заряжается за 750 мкс [рис. 12 (а)], поэтому непрерывная работа с такой нагрузкой ограничена до PRR 1 кГц, если требуется достаточная бестоковая пауза между импульсами. При высоком напряжении в линии зарядка завершается быстрее [см. рис

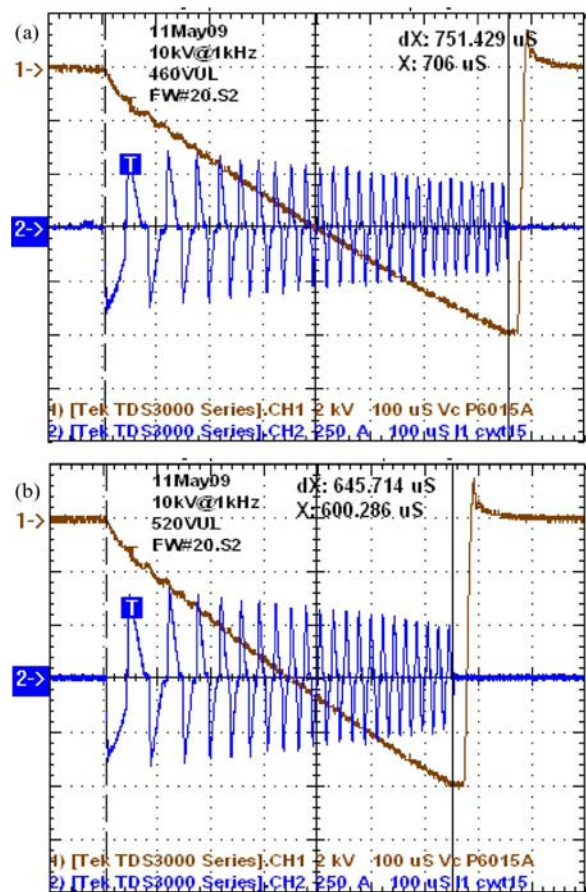


Рис 12. Типичные формы колебаний для 10 кВ при 1000 Гц при (а) низком и (б) номинальном линейном напряжении.

11 (а) и 12 (б)]. Как ясно видно из рис. 11 (б), частота преобразования подстраивается для поддержания высокого коэффициента заполнения, кроме того, поддерживая ZCS. Самая высокая частота преобразования составляет 55 кГц при низком линейном напряжении, с очень большим запасом для обеспечения ZCS без каких-либо токов в интервалах между импульсами даже при провалах линейного напряжения ниже нормальных.

С. Коэффициент полезного действия и коэффициент мощности

КПД вычисляется исходя из значений выходной мощности и мощности нагрузки, измерения последней выполнялись измерителем мощности Voltech PM300. Мощность нагрузки измерялась косвенным методом. Она фактически вычислялась как энергия, приходящаяся на импульс, подаваемый в накопительный конденсатор ($E = C_s \cdot V_c^2/2$), умноженная на PRR. При полной мощности коэффициент полезного действия составил приблизительно 92 %, а коэффициент мощности был равен 94 % (рис. 13). Значения КПД ниже ожидаемых на 1–2 %, что можно объяснить дедуктивно измерениями потерь (см. в [18] описание методов измерения потерь для БТИЗ) и интуитивно рассеянием тепла. Отметим, что перегрев основания БТИЗ составил меньше 40 °C во всех режимах работы. Одним из возможных источников погрешности являются измерения V_c с низкой точностью (характеристики зонда P6015A указаны при ослаблении по постоянному току ± 3 %, исключая погрешность осциллографа; мы минимизировали эту погрешность тщательной калибровкой). Каждый процент погрешности измерений напряжения переводится в 2 % погрешности измерений энергии, поэтому неопределенность измерений коэффициента полезного действия весьма заметная.

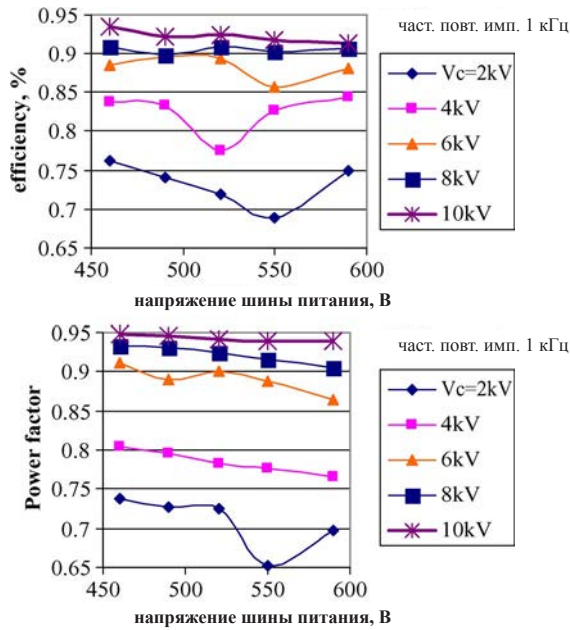


Рис 13. Коэффициент полезного действия и коэффициент мощности в зависимости от напряжения шины для различных напряжений зарядки

D. Повторяемость

Мы будем различать здесь кратковременную и установившуюся PPR. Последняя определяется как полученная для следующих друг за другом N импульсов. В наших измерениях $N = 80$, выборка от 121-го до 200-го импульса. Таким образом, кратковременная PPR не подвергается влиянию теплового дрейфа, старения компонентов и т. п. На нее влияют вариации напряжения высокочастотной шины в рамках колебательных переходных процессов напряжения высокочастотной шины, исключая медленные изменения на входе. На установившуюся PPR также влияют вариации напряжения шины в полном заданном диапазоне, например от 460 до 590 В постоянного тока (соответствует 400 В пер. +10 %/-14 %). В этой статье установившаяся PPR рассматривается в отношении этих вариаций, другие параметры не учитываются.

Измерения PPR выполнены с использованием возможности FastFrame осциллографа DPO7054. Осуществлялся одновременный контроль до четырех сигналов включительно. Напряжение нагрузки V_c измерялось повторно с помощью зонда P6015A, но с 100-милливольтовой шкалой и 10-вольтовым смещением, позволяющими уместить на экране сигнал в EOC. Также осуществлялся контроль напряжения обратной связи V_{fbk} (с теми же чувствительностью и смещением) и ток в первичной обмотке. Недостатком этих прямых измерений является их низкое разрешение, порядка нескольких битов разрешения осциллографа по вертикали. Возможно, лучшим является метод дифференциального измерения, например контроль разности напряжения обратной связи и запрограммированного напряжения. В таком случае в EOC осциллограф зарегистрировал бы практически нулевое напряжение. При дифференциальном измерении к напряжению обратной связи добавлялось напряжение смещения со значением запрограммированного напряжения. После обнаружения четкого соответствия данных V_c и дифференциальных данных V_{fbk} , мы продолжили только с прямыми измерения V_c .

Запуск осциллографа осуществлялся по событию EOC. В этих экспериментах переключатель разрядки DSw отключался через 20 мкс после EOC.

Первые 800 импульсов собраны с 500-точечным разрешением по шкале 4 мкс/дел. Формы колебаний были сохранены в виде

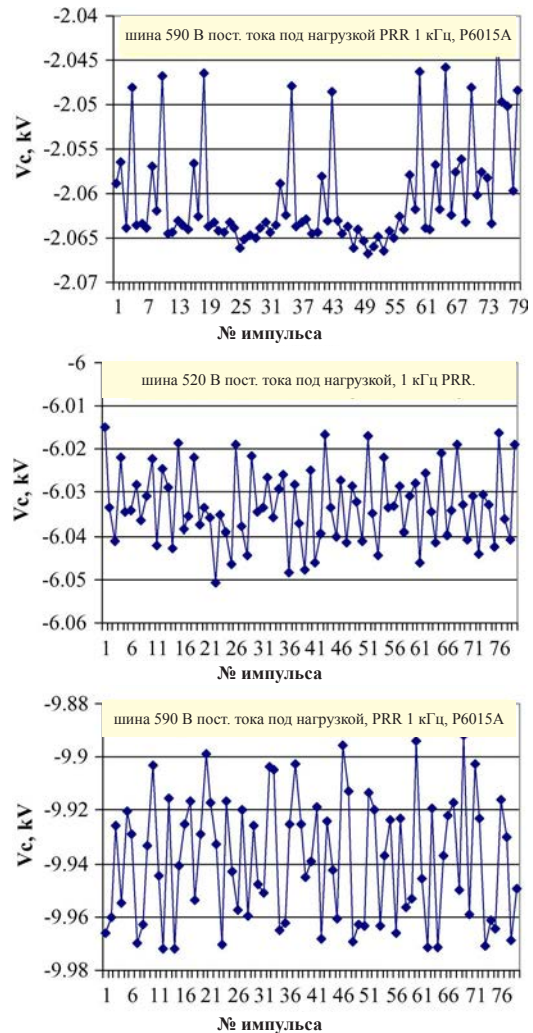


Рис 14. Изменчивость импульсов, полученная посредством FastFrame. $C_s = 420$ нФ, част. повт. имп. 1 кГц, 2-, 6- и 10-киловольтные настройки. См. пояснения для напряжения шины на врезке.

снимков экрана, 80 кадров начиная с 121-го были сохранены в формате csv. Была сформирована таблица Excel, в которой были обработаны 79 импульсов²; они графически представлены на рис. 14, показывающем изменение V_c от импульса к импульсу для нескольких напряжений шины постоянного тока.

На рис. 15 показаны три типичных снимка с экрана для наложений из 80 кадров. Они соответствуют данным рис. 14 и показывают где развивается, по меньшей мере, частично, изменчивость. В EOC ток в первичной обмотке прерывается случайно. Если имеется определенный порядок (как видно при настройках для 2 кВ и 6 кВ), PPR улучшается. Когда ток прерывается в произвольный момент времени (10-киловольтные настройки) PPR ухудшается на участках передних и задних фронтов и в нулевых точках. При максимальном напряжении и PPR она все еще остается ниже 1 % благодаря специфическим особенностям применяемой топологии преобразователя и высокой частоты преобразования.

Для трех настроек напряжения шины постоянного тока, а именно 460, 520, и 590 В пост., PPR была рассчитана с помощью формулы, которая в Excel выглядит следующим образом:

$$R = \frac{\min(A2 : C80) - \max(A2 : C80)}{\text{average}(A2 : C80)} * 100 \quad (6)$$

² Показанные значения являются усредненными для 50 точек, начиная с точки 250 сбора данных (приблизительно средняя часть экрана на рис. 15).

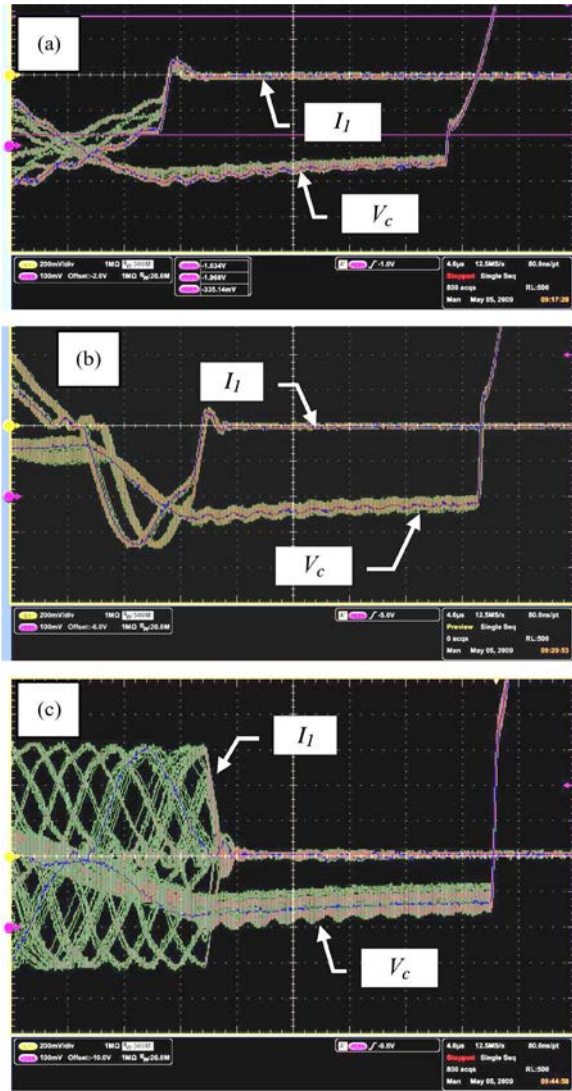


Рис 15. Наложение 80 кадров (V_c –100 В/дел., I_1 –100 А/дел.) для: (а) высокого линейного напряжения, 2 кВ при 1 кГц; (б) номинального линейного напряжения, 6 кВ при 1 кГц; и (с) высокого линейного напряжения, 10 кВ при 1 кГц. Развертка по горизонтали 4 мкс/дел.

где в столбцах А–С содержатся значения каждого V_c для 79 последовательных импульсов для 460, 520 и 590 В пост. тока соответственно, т. е. $3 \times 79 = 237$ импульсов. В качестве альтернативы мы изменяли линейное напряжение непрерывно от низкого до высокого уровня, чтобы найти наименее устойчивый режим, т. е. с наибольшими вариациями V_c . Для этого метода PPR рассчитывалась по (1) с использованием значений $V_{C \max}$, $V_{C \min}$ из всего диапазона измерений.

Графики кратковременной и установившейся PPR приведены на рис. 16 и 17 соответственно. Показанные на рис. 17 экспериментальные кривые рассчитаны с помощью (1), (6); они имеют обозначения как «полностью экспериментально», и «экспериментально по 3 шинам постоянного тока» соответственно. Таким образом, каждая точка первой кривой составлена из тысяч импульсов, и каждая точка второй кривой содержит 237 импульсов. Изменчивость больше, чем прогнозируемая теорией, учитывающей только фактор 1 («аналитическая» кривая). Это несоответствие можно отнести к погрешностям измерений и задержкам распространения (факторы 2, 3).

Все приведенные выше результаты имеют отношение к экспериментам с $C_s = 420$ нФ. Дополнительные измерения были выполнены с намного меньшим $C_s = 33$ нФ. Типичная форма

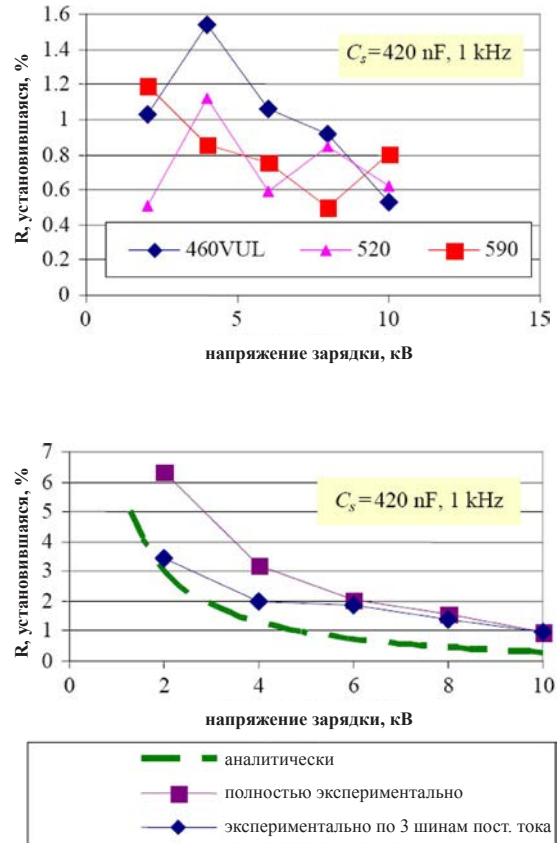


Рис 16. Кратковременная повторяемость.

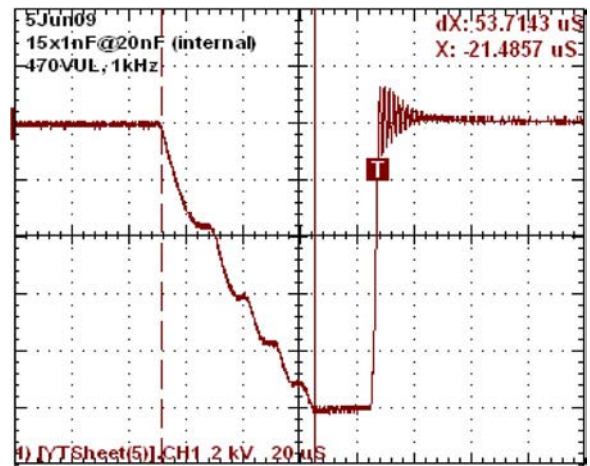


Рис 17. Установившаяся повторяемость в функции напряжения зарядки — сводка аналитических вычислений и экспериментальных результатов.

колебаний при зарядке показана на рис. 18. Короткое время зарядки допускает большую PPR, до 7 кГц, оставляя достаточное количество времени между циклами зарядки. Однако с нашим переключателем разрядки на основе кремниевого тиристора было невозможно работать с системой при таком высоком PPR.

Удивительно то, что, несмотря на происходящее случайно прерывание тока в EOC (рис. 19), даже с этой очень низкой емкостью PPR лучше 1 % при 10 кВ и $V_r = 470$ В. Однако при непрерывной вариации V_r PPR хуже. Сводка результатов показана на рис. 20. Отметим, что аналитическая кривая не имеет силы, если зарядка

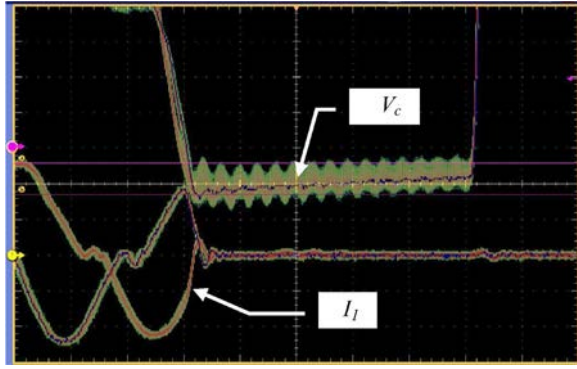


Рис 19. Наложение 600 кадров (V_c –100 В/дел., I_i –200 А/дел.) $C_s = 33$ нФ; 10 кВ при 1 кГц, $V_r = 470$ В верхняя граница. Развертка по горизонтали 4 мкс/дел.

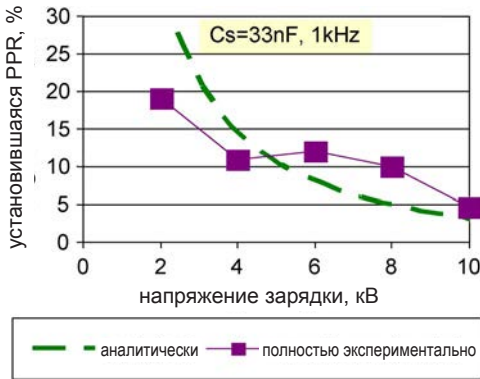


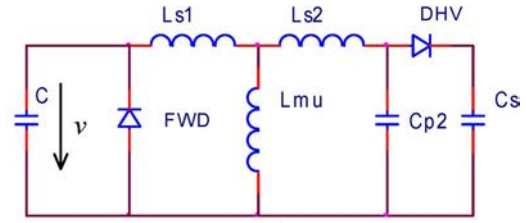
Рис 20. PPR при зарядке конденсатора малой емкости.

происходит в течение одного из двух полупериодов, что имеет место в случае настроек для напряжения 2 кВ и 4 кВ. Ко времени написания этой статьи зарядное устройство находилось в непрерывной работе в течение 3000 часов, сгенерировав более 1010 10-киловольтных импульсов с частотой 1 кГц, с продолжением испытаний.

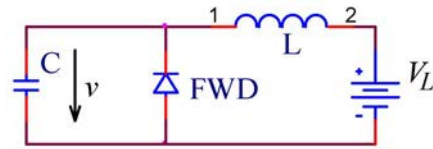
VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Эта разработка имеет принципиальное значение для недорогой общей технологии зарядки высоковольтных конденсаторов большой мощности с высокой частотой повторения и высоким КПД. Для демонстрации было выбрано сочетание характеристик 10 кВ, 20 кДж/с, и 1 кГц PPR. Применена топология инвертора с дозированной подачей энергии с развитой логикой управления, оптимизирующей частоту коммутации для получения высокого коэффициента полезного действия. Коммутация выполняется на частоте до 55 кГц, что позволяет использовать недорогие БТИЗ с относительно низкой частотой переключения. Высокий КПД позволяет использовать компактную конструкцию с полностью воздушным охлаждением. Продемонстрирована хорошая PPR.

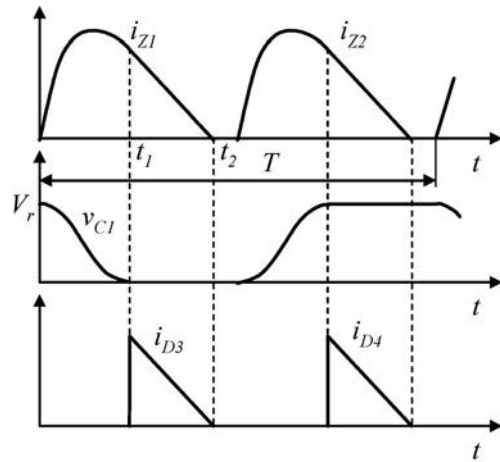
Тщательный анализ повторяемости выполнен в открытой публикации, насколько нам известно, впервые. Полученные результаты позволяют точно оценивать достижимую установившуюся PPR для резонансной топологии дозирования энергии. Их также можно распространить на случай классических последовательных резонансных преобразователей. Усовершенствование измерений может сузить зазор между теоретическими ограничениями, обнаруженными в результате аналитического исследования, и экспериментальными результатами для установившейся повторяемости.



(a)



(b)



(c)

Рис 21. (a) Полная эквивалентная схема. (b) Приведенная эквивалентная схема. (c) Диаграммы синхронизации в нормальном режиме (обозначения см. на рис. 2).

Кроме этого, полученные уравнения позволяют построить прогнозирующий алгоритм управления, открывая тем самым путь для значительного улучшения PPR без какого-либо снижения скорости зарядки. Об этой работе будет сообщено позже. В этой статье полностью представлен только анализ для наихудшего случая.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Сигнал ЕОС вырабатывается, когда напряжение зарядки достигает предварительно установленного значения. Это может происходить в любое время в пределах интервала проводимости транзистора, и даже в течение бестоковой паузы, так как некоторая остаточная энергия E_{rem} все еще циркулирует в системе. Если программируемое напряжение нагрузки вычисляется как $V_L = \sqrt{2E_c/C_s}$, и действительное напряжение зарядки равно $V_L + \Delta V_L = \sqrt{2(E_c + E_{rem})/C_s}$, то, принимая что E_{rem} поступает в C_s , преобразуем (1) в

$$R = \sqrt{1 + \frac{E_{rem}}{E_c}} - 1. \quad (7)$$

Уравнение (7) представляет упрощенное выражение PPR, дающее в значительной степени завышенные значения (см. Введение).

Последний предшествующий ЕОС полупериод начинается как обычно, т. е. один из резонансных конденсаторов зарядился до напряжения шины, а другой полностью разрядился. Здесь мы пренебрегаем колебаниями напряжения шины/сборной шины

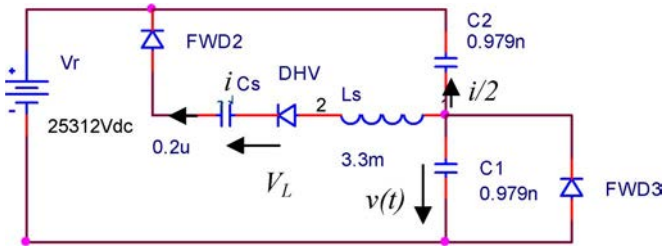


Рис 22. Эквивалентная схема после ЕОС. FWD2 включен параллельно транзистору, DHV обозначает высоковольтный выпрямитель. Все параметры приведены к вторичной обмотке. Ток L_s одинаково распределяется между V_r и C_2 , если FWD3 не проводит.

и падением напряжения на FWD. Полная эквивалентная схема показана на рис. 21 (а). Здесь $C = 2C_1 = 2C_2$, диод DHV означает высоковольтный выпрямитель. Использована Т-образная эквивалентная схема трансформатора, где L_{s1} , L_{s2} — индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток соответственно, L_{m1} — индуктивность намагничивания, C_{p2} — паразитная емкость трансформатора. Все параметры и переменные приведены к вторичной обмотке.

Полная схема является достаточно сложной для аналитического исследования. В нашем случае трансформатора с закрытой магнитной системой намагничивающим током можно пренебречь. В приложениях с большой мощностью также можно пренебречь паразитными емкостями высоковольтного трансформатора и выпрямителя. Также принимаем допущение, что напряжение нагрузки $V_L = V_C$ в течение полупериода частоты преобразования изменяется незначительно; следовательно, накопительный конденсатор можно представить в виде противоположно направленной ЭДС, равной напряжению нагрузки. Это общее допущение справедливо, если зарядка завершается в течение двух или больше периодов частоты преобразования. Далее приводим схему на рис. 21 (а) к виду, показанному на рис. 21 (б), и соответствующие уравнения и расчет временных диаграмм можно заимствовать в [15]. Здесь L — индуктивность рассеяния трансформатора.

Ток в индуктивности L и напряжение на резонансном конденсаторе C перед t_1 определяются выражением (исправлена опечатка в [15])

$$i_1 = \frac{V_r - V_L}{\rho} \sin \omega t, \quad v_1 = (V_r - V_L) \cos \omega t + V_L \quad (8)$$

где $\omega = 1/\sqrt{LC}$, $\rho = \sqrt{L/C}$.

После выработки ЕОС в момент времени t_c эквивалентная схема принимает вид, показанный на рис. 22. Значения показаны только для справки. Эта эквивалентная схема действительна до тех пор, пока фиксирующий FWD не начнет проводить ток. Для указанных стрелками направлений тока и напряжения схему описывает дифференциальное уравнение

$$\frac{d^2 v}{dt^2} + \omega^2 v = \omega^2 (V_L + V_r). \quad (9)$$

Уравнение (8) обеспечивает НУ для анализа

$$i_1(t_c) = \frac{V_r - V_L}{\rho} \sin(\omega t_c)$$

$$v_1(t_c) = (V_r - V_L) \cos(\omega t_c) + V_L \quad (10)$$

или, снова начиная из нуля, отсчет времени для изображенной на рис. 22 эквивалентной схемы

$$i_1(0) = \frac{V_r - V_L}{\rho} \sin(\omega t_c), \quad \frac{dv_1}{dt}(0) = -\frac{i(0)}{C}. \quad (11)$$

Уравнение (9) с НУ (10) имеет решение

$$v = (V_L - V_r) \sin \omega t_c \cdot \sin \omega t + [(V_r - V_L) \cos \omega t_c - V_r] \cos \omega t + V_r + V_L \quad (12)$$

откуда ток индуктивности равен

$$i = \frac{1}{\rho} [(V_r - V_L) \sin \omega(t + t_c) - V_r \sin \omega t]. \quad (13)$$

Он проходит через нуль в момент времени T_{ei}

$$T_{ei} = \frac{1}{\omega} \arctg \frac{(V_L - V_r) \sin \omega t_c}{(V_r - V_L) \cos \omega t_c - V_r}. \quad (14)$$

Зависящий от времени ЕОС, C_s и напряжения нагрузки, последнее возрастает после ЕОС согласно

$$\Delta V_L = \frac{1}{C_s} \int_0^{T_{ei}} i dt. \quad (15)$$

В этом анализе есть некоторая противоречивость, так как не учитывается действие ограничивающего FWD. При более правильном подходе следовало бы проверить условия равенства нулю для напряжения v , интегрировать до момента времени, в который напряжение переходит через нуль, и продолжить анализ из этой точки, используя более простую эквивалентную схему, которую представляет подмножество элементов на рис. 22, с действующими C_1 , C_2 . Однако в этом месте мы упрощаем анализ, допуская, что в наихудших случаях C полностью не разряжается. Это предположение возникло на основании формального анализа, моделей и эксперимента.

В результате некоторых преобразований получаем перерегулирование на выходе

$$\Delta V = \frac{C}{C_s} \{ (V_r - V_L) [\cos \omega t_c - \cos(\omega T_{ei} + \omega t_c)] - V_r (1 - \cos \omega T_{ei}) \} \quad (16)$$

и повторяемость R % согласно (1), ($V_{cav} = V_L$, окончательно в виде формулы

$$R = \frac{100}{V_L} \frac{C}{C_s} \{ (V_r - V_L) [\cos \omega t_c - \cos(\omega T_{ei} + \omega t_c)] - V_r (1 - \cos \omega T_{ei}) \}. \quad (17)$$

Уравнения (12)–(17) действительны, если v не достигает нуля прежде, чем это сделает i .

Введя безразмерную переменную $v_1 = V_L/V_r$, перепишем (17) в виде

$$R = 100 \frac{C}{C_s} \{ (1/v_1 - 1) [\cos \omega t_c - \cos(\omega T_{ei} + \omega t_c)] - 1/v_1 (1 - \cos \omega T_{ei}) \} \quad (18)$$

графически показанном на рис. 23; (16) представлено на рис. 24 для $V_r = 550$ В. В этих вычислениях $C_1 = C_2 = 2$ мкФ ($C = 1,958$ нФ), $C_s = 200$ нФ. Видно, что максимальная погрешность возникает в интервале t_c , который несколько меньше четверти периода резонансной частоты $T = \omega/2\pi$.

Снова используем (8) и переписываем его в нормальном виде

$$i_{2n} = (1 - v_1) \sin \omega t, \quad v_{2n} = (1 - v_1) \cos \omega t + v_1 \quad (19)$$

где $i_{2n} = i_2/I_0$, $I_0 = V_r/\rho$, $v_{2n} = v_2/V_r$, отметим, что резонансные конденсаторы не разряжаются до нуля до момента $t_c \sim 0,5T$, который показан на рис. 25.

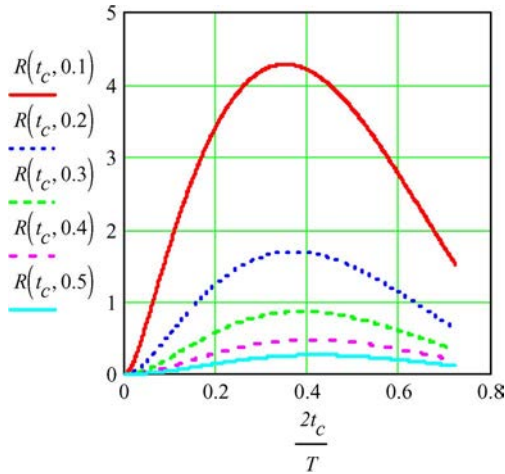


Рис 23. Повторяемость R % в зависимости от времени прерывания t_c , с нормализованным напряжением нагрузки v_l в качестве параметра. $T = 2\pi/\omega$.

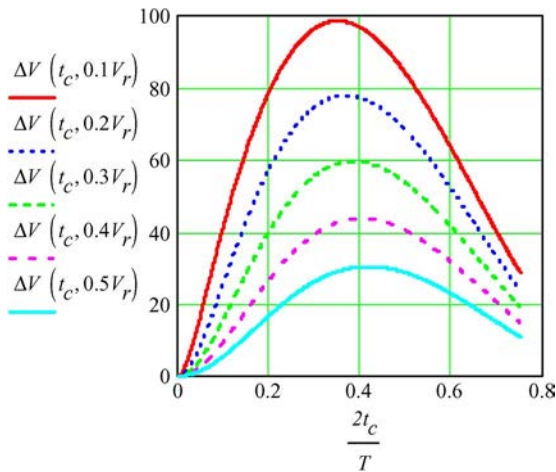


Рис 24. Зависимость перерегулирования напряжения нагрузки от синхронизации ЕОС t_c для $V_r = 550$ В. Напряжение нагрузки в виде доли V_r является параметром.

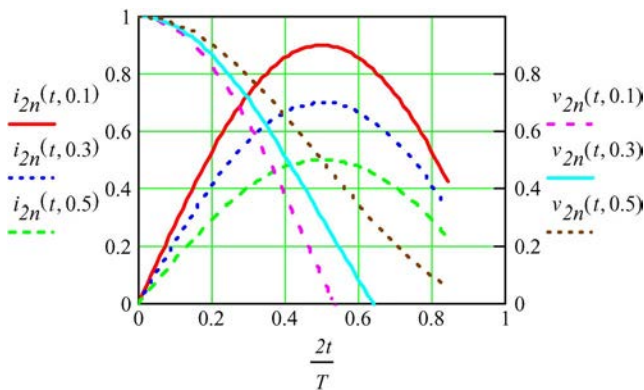


Рис 25. Нормализованный ток индуктивности и напряжение на резонансном конденсаторе. v_l является параметром.

В качестве альтернативы можно решить

$$\frac{dR(t_c, V_l)}{dt_c} = 0 \quad (20)$$

относительно t_c , чтобы найти значения, при которых R достигает максимума. Этот момент времени обозначен как T_{cm} . Выкладки здесь не приведены по причине их громоздкости, но решение

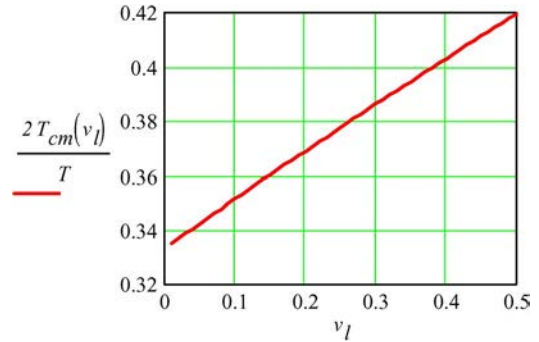


Рис 26. Наименее благоприятный для прерывания момент в зависимости от нормализованного напряжения нагрузки.

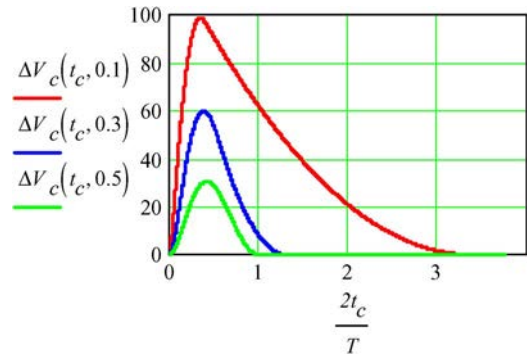


Рис 27. зависимость приращения напряжения нагрузки от синхронизации ЕОС t_c для $V_r = 550$ В. Сравните с рис. 24.

в графическом виде, представленное на рис. 26, в соответствии с рис. 25 ясно показывает, что наихудший PPR соответствует тому моменту времени в ЕОС, в который резонансные конденсаторы не разряжены полностью. Тщательный анализ последовательности эквивалентных схем представляет еще большую сложность; на рис. 27 мы приводим пример графика, подтверждающий обоснованность изложенных выше положений. Таким образом, анализ наихудшего случая завершен.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы выражают благодарность А. Липовичу (A. Lipovich) за его помощь в разработке механической части.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- [1] H. Blum, *Pulsed Power Systems: Principles and Applications*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2006.
- [2] [Online]. Available: <http://www.gaep.com/product-applications.html>
- [3] J. Jichetti, A. Bushnell, and R. McDowell, "Precision capacitor charging switching power supplies," in *Proc. 14th IEEE Pulsed Power Conf.*, Jun. 2003, pp. 522–525.
- [4] G. L. Bees and A. Tydeman, "Capacitor charging power supply design for high pulse to pulse repeatability applications," in *Proc. 12th IEEE Pulsed Power Conf.*, Jun. 1999, pp. 397–398.
- [5] J. Biebach, P. Ehrhart, A. Müller, G. Reiner, and W. Weck, "Compact modular power supplies for superconducting inductive storage and for capacitor charging," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 1, pp. 353–356, Jan. 2001.
- [6] M. M. McQuage, V. P. McDowell, F. E. Peterkin, and J. A. Pasour, "High power density capacitor charging power supply development for repetitive pulsed power," in *Proc. PM*, 2006, pp. 368–371.

- [7] A. K. Jaint, C. P. Henze, C. B. Henze, and K. Conroy, "Development of a 350 kW, 10 kV pulse power converter for capacitor charging," in *Proc. 22nd APEC*, Feb. 25–Mar. 1, 2007, pp. 1164–1170.
- [8] J. S. Oh, S. D. Jang, Y. G. Son, M. H. Cho, and W. Namkung, "Development and application of an inverter charging supply to a pulse modulator," in *Proc. LINAC*, Gyeongju, Korea, 2002, pp. 205–207.
- [9] H. J. Ryoo, S. R. Jang, J. S. Kim, and Y. B. Kim, "Design and testing of the high voltage capacitor charger for 150 kJ pulsed power application," in *Proc. 17th Int. Pulsed Power Conf.*, Washington, DC, Jun. 28–Jul. 2, 2009.
- [10] *Regulation and Repeatability*, APP Note 509, A.L.E. Systems. [Online]. Available: http://www.us.tdk-lambda.com/hp/product_html/high_volt.htm
- [11] *High Power; High Voltage Power Supply Voltage Regulation*. [Online]. Available: <http://www.gaep.com/voltage-regulation.html>
- [12] R. Ness, P. Melcher, G. Ferguson, and C. Huang, "A decade of solid state pulsed power development at Cymer Inc.," in *Proc. 26th Power Modulator Symp.*, May 23–26, 2004, pp. 228–233.
- [13] A. Pokryvailo, C. Carp, and C. Scapellati, "High power, high efficiency, low cost capacitor charger concept and demonstration," in *Proc. 17th IEEE Int. Pulsed Power Conf.*, 2009, pp. 801–806.
- [14] B. D. Bedford and R. G. Hoft, *Principles of Inverter Circuits*. New York: Wiley, 1964.
- [15] B. Kurchik, A. Pokryvailo, and A. Schwarz, "HV converter for capacitor charging," in *Pribory i Tekhnika Experimenta*. New York: Plenum, 1990, pp. 121–124.
- [16] M. Wolf and A. Pokryvailo, "High voltage resonant modular capacitor charger systems with energy dosage," in *Proc. 15th IEEE Int. Conf. Pulsed Power*, Monterey, CA, Jun. 13–17, 2005, pp. 1029–1032.
- [17] [Online]. Available: <http://www.spellmanhv.com/Products/Rack-Supplies/SR.aspx>
- [18] A. Pokryvailo and C. Carp, "Accurate measurement of on-state losses of power semiconductors," in *Proc. 28th Int. Power Modulators Symp.*, Las Vegas, NV, May 27–31, 2008, pp. 374–377.



Алекс Покрывайло (М'05-SM'07) родился в России, в городе Выборг. Он получил степени к.т.н. и д.т.н. в области электротехники в Ленинградском политехническом институте в Санкт-Петербурге (Россия) в 1975 и 1987 гг. соответственно.

Прежде работал в Soreq NRC, Yavne, Израиль, сейчас является сотрудником Spellman High Voltage Electronics Corporation,

Hauppauge, NY. Его текущие и недавние работы относятся к импульсной мощности; особое внимание уделяется силовым открывающим и закрывающим коммутирующим устройствам и проектированию магнитных цепей, быстрой диагностике, разработке мощных высоковольтных импульсных источников питания, и коронным разрядам. Ранее он изучал бездуговое переключение, разрабатывал элегазовую коммутационную аппаратуру, проводил исследование в области взаимодействия пламени с электромагнитными полями и т. д. Опубликовал свыше 100 статей, два учебника (на иврите), он является держателем более чем 20 патентов, относящихся к высоковольтной технике.

Костел Карп (М'07), фотография и биография ко времени публикации отсутствовали.

Клиффорд Скапеллати (М'92), фотография и биография ко времени публикации отсутствовали.