

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ИМПУЛЬСНОГО ЗАРЯДА ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ ДЛЯ СИСТЕМ ПЛАЗМОЭРОЗИОННОЙ ОБРАБОТКИ ГЕТЕРОГЕННЫХ ТОКОПРОВОДЯЩИХ СРЕД

**С.Н. Захарченко**, канд. техн. наук, **Ю.В. Руденко**, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

*Приведен сравнительный анализ алгоритмов заряда емкостных накопителей энергии: с релейным ограничением тока, широтно-импульсной модуляцией и с модуляцией при фиксированной длительности паузы между импульсами. Исследованы зависимости длительности процесса заряда, скорости нарастания и амплитуды пульсаций зарядного тока, диапазонов изменения частоты коммутации от режимных параметров. Определены области предпочтительного использования каждого из алгоритмов. Библ. 12, рис. 3, табл. 2.*

**Ключевые слова:** емкостные накопители энергии, импульсные транзисторные зарядные устройства, импульсная модуляция.

**Введение.** Емкостные накопители энергии, благодаря возможности обеспечения высокой ее концентрации и большой скорости передачи в нагрузку, показали свою высокую эффективность для широкого спектра электротехнологических применений: импульсной электросварки, систем накачивания лазеров, электроимпульсной обработки токопроводящих сред и т.д. [2-12]. Сфера применения емкостных накопителей во многом определяет особенности построения и алгоритмы функционирования их зарядных устройств. При этом общими остаются основные требования, предъявляемые к ним: обеспечение необходимых скоростей заряда накопителей до заданного уровня напряжения, обеспечение необходимой точности поддержания напряжения на них, электромагнитная совместимость с сетью, а также с другой электротехнологической и контрольно-измерительной аппаратурой, высокий коэффициент полезного действия (КПД) и хорошие массогабаритные показатели [1].

Одним из условий для эффективной реализации плазмоэрозионных технологий получения устойчивых к седиментации наноразмерных гидрозолей биологически активных металлов [11], а также плазмоэрозионной коагуляционной очистки водных потоков [7] является обеспечение низкой (не более  $\pm 5\%$ ) нестабильности амплитуды напряжения разрядных импульсов на нагрузке. Ключевую роль в этом играют структура и алгоритмы функционирования зарядных устройств емкостных накопителей энергии в составе генераторов импульсов технологических установок.

Ранее в системах импульсной электроэрозионной обработки гетерогенных токопроводящих сред для получения крупнодисперсных порошков металлов использовались зарядные устройства, состоящие из управляемого выпрямителя и управляемых тиристорами высокодобротных зарядной и перезарядных LC-цепей [9, 12]. В таких устройствах сравнительно точное регулирование начального напряжения рабочих накопителей осуществляется регулированием напряжения на опорной емкости с помощью управляемого выпрямителя. Однако время установления требуемого значения при этом превышает несколько периодов сетевого напряжения и, как правило, существенно больше периода следования импульсов напряжения на нагрузке, что не позволяет оперативно его регулировать.

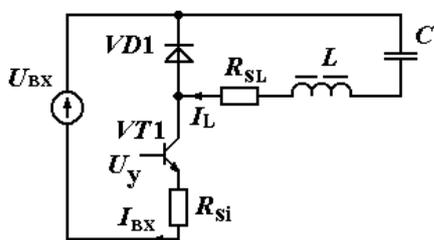
В таких устройствах регулирование напряжения на рабочем емкостном накопителе в интервале между разрядными импульсами осуществляется коммутацией перезарядных цепочек, что изменяет начальные условия на нем. При этом точность такого регулирования является невысокой. Одновременное использование двух описанных выше способов регулирования позволяет уменьшить разброс амплитуд напряжения на выходе генератора импульсов до 10 % за время прохождения 50 импульсов [12], однако этого недостаточно для эффективной реализации названных плазмоэрозионных технологических процессов.

Существенно снизить нестабильность регулирования начального напряжения на рабочем накопителе, а следовательно, и амплитуды напряжения импульсов на нагрузке, можно путем использования импульсных зарядных устройств на полностью управляемых высокочастотных ключах [2, 5, 6]. В режиме стабилизации зарядного тока статические потери в них на несколько порядков меньше, чем в активных линейных токоограничивающих цепях. Применение быстродействующих ключей позволяет реализовать работу на высоких частотах (порядка десятков килоггерц), что обеспечивает высокую оперативность и низкую нестабильность регулирования напряжения на накопителе (несколько процентов), а также позволяет реализовать хорошие массогабаритные показатели зарядного устройства. Кроме того, использование импульсных, а во многих случаях и знакопеременных токов открывает возможность применения трансформаторов, что существенно упрощает построение зарядных устройств с большой разницей напряжений на входе и выходе. Для обеспечения предъявляемых в каждом конкретном режиме работы требований к импульсным зарядным устройствам оптимальным образом используются следующие основные алгоритмы управления ими: широтно-импульсная модуляция (ШИМ) [2, 5, 6], модуляция с фиксированной длительностью паузы между импульсами (МФДП) [10], релейное управление и др. [2, 5].

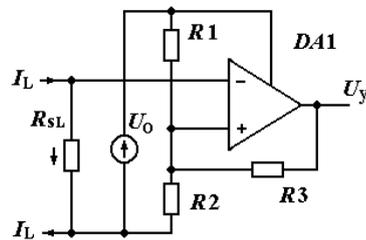
**Целью** настоящей работы является сравнительный анализ основных алгоритмов импульсного заряда емкостных накопителей энергии в системах плазмозероэрозийной обработки гетерогенных токопроводящих сред.

**Методика исследований.** Сравнительный анализ алгоритмов импульсного заряда емкостного накопителя проведем на модели одноконтурного преобразователя понижающего типа (рис. 1 а) с помощью программного пакета OrCad. На схеме рис. 1 а помимо силового транзистора  $VT1$ , силового диода  $VD1$ , дросселя  $L$  и емкостного накопителя  $C$  показаны резистивные измерительные шунты для входного тока (силового транзистора)  $R_{si}$  и для тока дросселя (зарядного тока)  $R_{sL}$ . В модели использовались следующие упрощения: RS – модель транзистора с активным сопротивлением в открытом состоянии 0,1 Ом, активные потери энергии в обмотке и на перемагничивание сердечника дросселя отсутствовали. Такие упрощения не позволяют адекватно оценить динамические потери энергии в исследуемом устройстве, поэтому при анализе его КПД в различных режимах обязательно необходимо сравнивать эквивалентные частоты коммутации  $VT1$ .

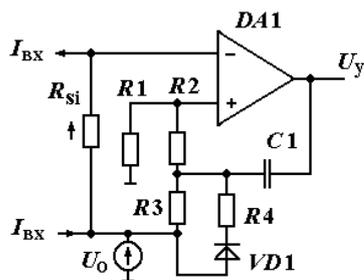
Для трех основных алгоритмов управления зарядным устройством ШИМ, МФДП и релейного токоограничения определялись следующие параметры: длительность  $t_3$  достижения напряжения на накопителе значения 95 % от входного напряжения зарядного устройства  $U_{вх}$ , что соответствует трем постоянным времени длительности процесса заряда в эквивалентной  $RC$ -цепи и при  $U_{вх}=300$  В составляет 285 В; скорость нарастания тока силового транзистора  $di/dt$ ; среднее значение  $I_{cp}$  и величина пульсации  $\Delta I_L$  зарядного тока; частота коммутации ключа  $f$  и КПД процесса.



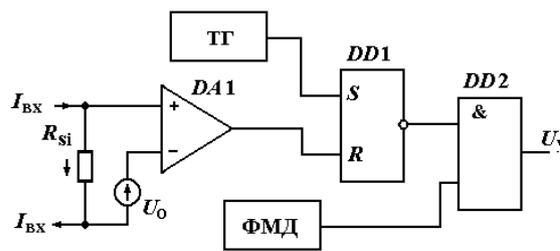
а



б



а



б

Рис. 1

При релейном токоограничении зарядный ток емкостного накопителя ограничен задаваемыми порогами. На рис. 1 б представлена структурная схема системы релейного управления с использованием операционного усилителя  $DA1$  в режиме компаратора с положительной обратной связью. Данная схема представляет собой пороговое устройство сравнения с эффектом гистерезиса. На инвертирующий вход компаратора подается сигнал, пропорциональный зарядному току емкостного накопителя  $I_L$ . Пороги срабатывания  $U_{пор1}$ ,  $U_{пор2}$  такого релейного элемента определяются из соотношений

$$U_{пор1} = U_0 \frac{R2R3}{R1(R2 + R3) + R2R3}; \quad U_{пор2} = U_0 \left( \frac{R2R3}{R1(R2 + R3) + R2R3} + \frac{R1R2}{R3(R1 + R2) + R1R2} \right).$$

При достижении током заряда значения верхнего порога, что соответствует напряжению  $U_{пор2}$  на инвертирующем входе операционного усилителя  $DA1$ , транзистор  $VT1$  преобразователя закрывается. Ток заряда падает до величины нижнего порога, соответствующего напряжению  $U_{пор1}$ , при достижении которого транзистор вновь открывается.

Функциональная схема системы управления, реализующая алгоритм управления с МФДП, показана на рис. 1 в. В ней используется операционный усилитель в режиме компаратора, в цепи положительной обратной связи которого имеется зарядно-разрядная цепь времязадающего конденсатора  $C1$ . Благодаря наличию диода  $VD1$  постоянная времени заряда данной цепи должна быть меньше, чем постоянная времени разряда ( $R4 \ll R3$ ). Это устройство так же, как и предыдущее, является пороговым с эффектом гистерезиса. Принцип его работы состоит в том, что при достижении током заряда  $I_L$ , равного на этапе открытого транзистора входному току  $I_{вх}$ , некоторого порогового значения, компаратор  $DA1$  устанавливается в состояние логической единицы, что должно соответствовать закрытому состоянию транзистора  $VT1$  преобразователя зарядного устройства (рис. 1 а). Такое состояние сохраняется в течение задаваемой фиксированной паузы  $T_{фп}$ . Этот промежуток времени  $T_{фп}$  соответствует процессу разряда времязадающего конденсатора  $C1$  через резистор  $R3$ . В момент времени равенства сигналов на входе компаратор возвращается в исходное состояние с логическим нулем на выходе, что должно соответствовать открытию транзистора  $VT1$ .

Таким образом, в данном алгоритме управления время открытого состояния транзистора  $VT1$  преобразователя определяется скоростью нарастания тока в дросселе  $L$ , а время закрытого состояния – постоянной времени  $R3C1$  цепи разряда времязадающего конденсатора порогового устройства и должно соответствовать заданной величине фиксированной паузы  $T_{фп}$ . Длительность фиксированной паузы можно определить из соотношения  $T_{фп} = R3C1 \ln(E_v / (E_v - U_0))$ , где  $E_v$  – амплитуда напряжения на выходе порогового элемента  $DA1$ . Уровень срабатывания порогового элемента определяется заданным допустимым значением максимального тока  $I_{доп}$  согласно выражению  $U_0 - I_{доп}R_{si} = U_0 (R1 / (R1 + R2))$ , откуда можно определить необходимое значение сопротивления измерительного шунта  $R_{si}$ . При этом необходимо, чтобы  $R1 \gg R3$ ,  $R2 \gg R3$ .

Заметим, что система управления, представленная на рис. 1 в, не имеет ограничения длительности управляющего импульса  $U_y$ , отпирающего силовой транзистор  $VT1$  (см.

рис. 1 а). Поэтому, если уровень зарядного тока будет недостаточным для срабатывания порогового элемента и запирающего  $VT1$ , возможна ситуация прохождения импульса зарядного тока большой длительности, что затрудняет использование таких режимов в трансформаторных зарядных устройствах. В работе [10] показана схема системы управления зарядным устройством, реализующей алгоритм МФДП с принудительным ограничением максимально возможной длительности открытого состояния силового ключа. Максимальный период коммутации силового ключа с системой управления, приведенной в работе [10], равен сумме длительности фиксированной паузы и максимальной длительности импульса. Такой вариант МФДП можно использовать в трансформаторных зарядных устройствах.

Основу алгоритма управления с широтно-импульсной модуляцией составляет способ формирования заднего фронта управляющего сигнала как результат сравнения линейно-нарастающего сигнала, пропорционального входному току  $I_{вх}$  и току заряда  $I_L$  на этапе открытого транзистора с постоянным сигналом  $U_0$ , пропорциональным задаваемой величине максимально допустимого тока заряда  $I_{доп}$ . Функциональная схема системы управления, реализующая такой алгоритм, представлена на рис. 1 з. Передний фронт управляющего сигнала формируется в тактовые моменты времени, задаваемые тактовым генератором (ТГ) с частотой  $f$ . Характерной особенностью алгоритма является наличие режима максимального рабочего цикла (минимальной нерабочей паузы) в пределах периода управляющего сигнала. То есть максимальная длительность управляющего сигнала может быть ограничена в пределах периода рабочей частоты. Таким образом, если сравнение токового сигнала и сигнала  $U_0$  не произошло в силу недостаточной амплитуды тока, завершение импульса управления состоится в момент, соответствующий заданной максимальной длительности рабочего цикла. Режим максимального рабочего цикла реализуется с помощью логического элемента И ( $DD2$ ), на один вход которого поступает ШИМ сигнал с триггера  $DD1$ , а на второй вход – сигнал с формирователя максимальной длительности ФМД с частотой  $f = 1/T$ , равной частоте ТГ, и длительностью  $T_{имак}$ , равной требуемой величине. Импульсы канала формирователя ФМД в соответствии с таблицей истинности элемента И разрешают (на интервале  $0 - T_{имак}$ ) или запрещают (на интервале  $T_{имак} - T$ ) прохождение ШИМ сигналов  $U_y$  на управляющий вход силового транзистора преобразователя.

**Результаты моделирования и их обсуждение.** На рис. 2 изображены временные диаграммы процесса заряда емкостного накопителя – ток заряда  $I_L$  и напряжение на накопителе  $U_C$ . Процесс моделировался при следующих параметрах: входное напряжение преобразователя  $U_{вх} = 300$  В; емкость накопителя энергии  $C = 300$  мкФ; индуктивность дросселя  $L = 300$  мкГн; допустимая максимальная величина зарядного тока  $I_{доп} = 50$  А. На рис. 2 а показаны диаграммы при релейном способе управления, пределы изменения зарядного тока  $\Delta I_L = 5$  А, на рис. 2 б – при управлении с фиксированной паузой, величина фиксированной паузы  $T_{фп} = 24$  мкс без ограничения длительности импульса, а на рис. 2 в – при управлении с ШИМ, частота модуляции  $f = 20$  кГц. Выбранные значения параметров являются типичными для плазмозероэрозийной коагуляционной очистки водных потоков.

Характерные особенности рассматриваемых алгоритмов следующие. При релейном способе амплитуда пульсации зарядного тока постоянна и определяется заданными порогами его изменения  $\Delta I_L = 5$  А. Частота его пульсации переменна и имеет максимум в середине процесса модуляции.

При управлении по алгоритму МФДП частота модуляции уменьшается от максимального значения в начале процесса заряда, которое определяется временем фиксированной паузы  $T_{фп} = 24$  мкс, до минимального в конце процесса. Временные диаграммы процесса заряда емкостного накопителя с МФДП без ограничения максимальной длительности импульса и с ее ограничением практически совпадают на интервале времени от начала процесса до момента достижения током последнего экстремума  $t_m \approx 1,3$  мс (рис. 2 б). Данный момент при рассматриваемых условиях соответствует достижению напряжением на емкостном накопителе значения  $U_C \approx 2/3 U_{вх}$ . После этого момента в алгоритме с ограничением длительности импульса наблюдается модуляция зарядного тока с минимально возможной частотой, а в ал-

горитме без ограничения такая модуляция отсутствует, и ток заряда монотонно спадает (рис. 2 б). Пульсация зарядного тока при этом минимальна в начале процесса заряда и увеличивается до  $\Delta I_L=12$  А перед последним экстремумом.

При управлении с ШИМ частота модуляции постоянна. Амплитуда пульсации зарядного тока непостоянна и имеет максимальные значения  $\Delta I_L=10$  А в середине процесса.

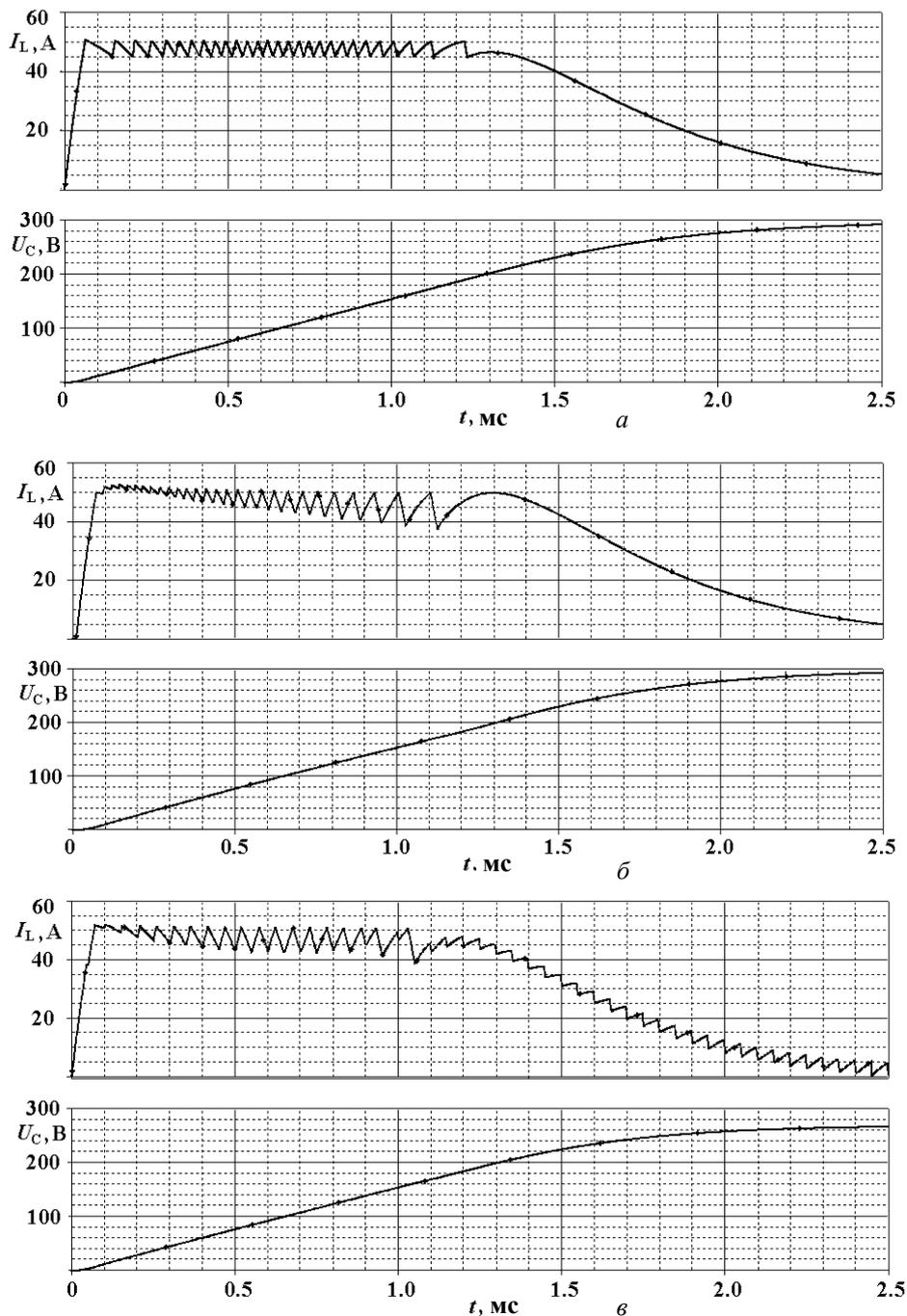


Рис. 2

При релейном управлении и управлении с МФДП без ограничения максимальной длительности модуляция тока заряда осуществляется до момента последнего экстремума  $t_m \approx 1,3$  мс, когда напряжение на накопителе достигает величины  $U_C \approx 2/3 U_{вх}$ . После этого момента ток заряда монотонно спадает. При ШИМ и МФДП с ограничением максимальной

длительности импульса превышение этого значения также обуславливает спад тока заряда, однако в силу особенностей алгоритмов процесс модуляции при этом не прекращается. А так как усредненное за период значение тока заряда в этом случае меньше, чем соответствующие токи при релейном управлении и МФДП без ограничения длительности импульса, то дальнейшее увеличение заряда емкостного накопителя при ШИМ управлении происходит медленнее. Этот факт отражен на показанных диаграммах. Характерным является также то, что для всех рассматриваемых алгоритмов управления время  $t_m$  достижения последнего экстремума (уровня напряжения  $U_C \approx 2/3 U_{вх}$ ) практически одинаково, что свидетельствует о примерном равенстве среднего значения тока заряда во всех рассмотренных алгоритмах на интервале времени от нуля до  $t_m$  несмотря на различный характер изменения пульсаций тока.

Рассчитанные зависимости времени заряда от величины индуктивности дросселя преобразователя показаны на рис. 3 для двух значений максимального допустимого тока заряда  $I_{доп}=30$  А и  $I_{доп}=50$  А. Зависимости *a* и *b* соответствуют релейному способу управления при заданных величинах пульсаций зарядного тока  $\Delta I_L=5$  А и  $\Delta I_L=10$  А. Зависимости *c* и *d* соответствуют управлению с МФДП без ограничения длительности импульса при величинах длительности паузы  $T_{фп}=12$  мкс и  $T_{фп}=24$  мкс. Зависимости *e* и *f* соответствуют управлению с помощью ШИМ при величинах частоты модуляции  $f=20$  кГц и  $f=10$  кГц.

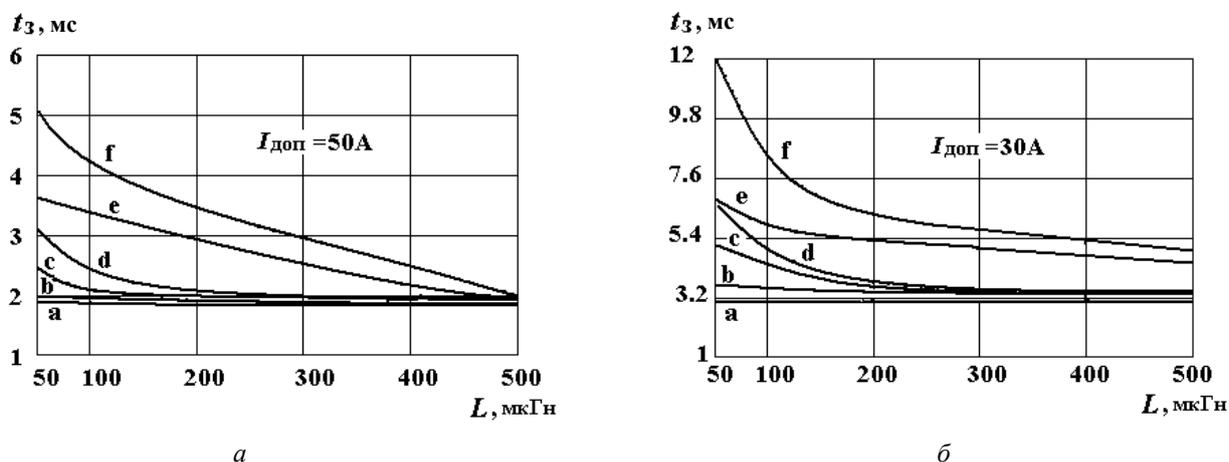


Рис. 3

Значения времени заряда  $t_3$ , средней мощности на входе устройства  $P_{вх}$  за период времени  $t_3$ , энергии  $E_{вх}$ , поступающей из входной сети, максимальной величины пульсации зарядного тока  $\Delta I_{Lmax}$  и максимальной скорости нарастания тока транзистора  $di/dt|_{max}$  для пяти значений индуктивности дросселя  $L$  и максимального значения тока  $I_{доп}=50$  А представлены в табл. 1, где также приведены величины среднего значения зарядного тока  $I_{ср}$  за период времени до момента последнего экстремума  $t_m$  и значения максимальной  $f_{max}$  и минимальной  $f_{min}$  частот модуляции.

Из приведенных данных видно, что наиболее быстрый заряд емкостного накопителя осуществляется с помощью релейного способа управления. Время заряда практически не зависит от индуктивности токоограничивающего дросселя преобразователя и составляет величину порядка 1,9 мс для допустимого тока заряда  $I_{доп}=50$  А и 3,1 мс для случая  $I_{доп}=30$  А. Причиной различия времени заряда является существенно разная величина среднего тока заряда  $I_{ср}$  на интервале до последнего экстремума  $t_m$  его мгновенных значений, когда напряжение  $U_C \approx 2/3 U_{вх}$ . Исходя из расчетов, для первого случая  $I_{доп}=50$  А средний ток слабо зависит от индуктивности и находится в пределах  $I_{ср}=46...47$  А, для второго случая  $I_{доп}=30$  А – в пределах  $I_{ср}=25...28$  А. Основное влияние индуктивности при данном способе управления сказывается на величине частоты пульсаций тока заряда. Максимальное значение в середине процесса заряда для рассматриваемого примера составляет  $f=140$  кГц при  $\Delta I_L = 5$  А и  $L=50$  мкГн, тогда как в начале и в конце заряда величина частоты лежит в интервале  $f=20...30$  кГц.

Более продолжительный заряд емкостного накопителя осуществляется при алгоритме с МФДП. Причем при данном алгоритме более выраженной является зависимость времени заряда от значения индуктивности токоограничивающего дросселя при значениях  $L < 250$  мкГн. При больших значениях индуктивности значения времени заряда практически повторяют соответствующие значения в случае использования релейного управления. Большое влияние на время заряда вносит величина длительности фиксированной паузы. Уменьшение длительности паузы сокращает время заряда накопителя. Это связано с уменьшением пульсаций тока заряда относительно максимального допустимого тока  $I_{\text{доп}}$  и соответственно с увеличением среднего значения тока заряда, что уменьшает время заряда. В данном способе управления индуктивность дросселя преобразователя также определяет диапазон частот пульсаций тока, однако не существенно. В начале процесса заряда в зависимости от величин индуктивности, допустимого тока и длительности паузы частота составляет  $f = 50 \dots 80$  кГц, в конце процесса заряда –  $f = 5 \dots 15$  кГц.

Еще более длительный процесс заряда емкостного накопителя наблюдается при управлении с ШИМ. Причем, как было замечено ранее, основной вклад в увеличение времени заряда вносит последний этап – интервал дозаряда накопителя после достижения на нем напряжения  $U_C = 2/3 U_{\text{вх}}$ . Как подтверждают расчеты, это связано с тем, что усредненное за период модуляции значение тока заряда составляет меньшее значение по сравнению со значениями тока в других рассматриваемых алгоритмах управления на данном этапе. Влияние индуктивности дросселя на время заряда при обеспечении одинаковых значений максимально допустимого тока  $I_{\text{доп}}$  в случае алгоритма управления с ШИМ более заметно, чем в двух других алгоритмах: увеличение индуктивности существенно уменьшает время заряда. В рассматриваемом алгоритме появляется также фактор влияния частоты модуляции. Увеличение частоты значительно сокращает время заряда накопителя. Это связано с тем, что увеличение частоты обуславливает уменьшение пульсаций тока заряда, что при одинаковом заданном токе  $I_{\text{доп}}$  соответствует увеличенному среднему значению, обеспечивающему более быстрый заряд накопителя.

Таблица 1

$L$ , мкГн	$t_3$ , мс	$P_{\text{вх}}$ , кВт	$E_{\text{вх}}$ , Дж	$\Delta I_{L_{\text{max}}}$ , А	$I_{\text{ср}}$ , А	$t_m$ , мс	$f_{\text{min}}$ , кГц	$f_{\text{max}}$ , кГц	$di/dt_{\text{max}}$ , А/мкс
Релейное управление									
100	1,9	6,74	12,81	5	47,5	1,53	22	143	5,75
200	1,88	6,89	12,95	5	47,1	1,56	17	100	2,89
300	1,85	7,07	13,08	5	46,9	1,54	13	54	1,98
400	1,85	7,1	13,14	5	46,6	1,55	10	40	1,23
500	1,85	7,04	13,16	5	46,3	1,59	9	28	1,07
Управление с фиксированной паузой $T_{\text{фп}} = 24$ мкс без ограничения длительности импульса									
100	2,15	5,43	12,49	50	26,9	2,75	11	89	5,25
200	2,15	6,37	12,67	22	37,4	1,97	8	71	2,67
300	1,97	6,43	12,67	16	43,4	1,68	8	60	1,35
400	1,92	6,65	12,77	11	44,1	1,7	7	58	0,88
500	1,9	6,75	12,82	8	45,1	1,65	6	38	0,67
Управление с ШИМ $f = 20$ кГц									
100	3,583	3,508	12,569	31	39,9	1,69	20	20	2,62
200	2,9	3,267	12,61	13	44,88	1,48	20	20	1,26
300	2,6	4,86	12,637	10	45,7	1,42	20	20	0,89
400	2,3	6,09	12,667	7,7	46,45	1,45	20	20	0,67
500	2,1	6,6	12,804	6	46,77	1,41	20	20	0,55

Проведенные расчеты КПД зарядного устройства при использовании рассматриваемых алгоритмов заряда показали, что во всех рассмотренных вариантах управления зарядом

при обеспечении постоянства максимального тока  $I_{\text{доп}}$  увеличение индуктивности дросселя вызывает сокращение времени заряда накопителя и увеличение средней мощности на входе преобразователя за этот период времени. Однако тенденция изменений времени заряда и мощности такова, что произведение их величин, определяющее входную энергию зарядного устройства в целом, практически неизменно при изменении индуктивности. Изменение величины входной энергии в рассматриваемых диапазонах изменения индуктивности составляет 4 % и менее. Поэтому при анализе влияния алгоритма управления и его режимов на КПД устройства взяты средние значения энергии  $E_{\text{ср}}$  в диапазоне изменения индуктивности.

В табл. 2 приведены результаты расчета КПД и средних значений входной энергии устройства для рассмотренных алгоритмов управления, отраженных на рис. 3. КПД определен как отношение величины энергии, запасенной емкостью накопителя  $E_{\text{нак}} = CU_C^2/2 = 12,18$  Дж, где  $U_C = 285$  В, к среднему значению входной энергии  $E_{\text{ср}}$  при изменении индуктивности в диапазоне  $L = 50 \dots 500$  мкГн.

Из полученных результатов следует, что без учета динамических потерь энергии в силовом транзисторе и дросселе способ управления зарядом емкостного накопителя практически не оказывает существенного влияния на КПД устройства. Для использованных параметров устройств диапазон изменения КПД составляет от 0,938 до 0,98. Причем при управлении с помощью ШИМ КПД устройства максимален, а при релейном управлении – минимален. Также можно отметить, что при всех алгоритмах управления увеличение максимального допустимого тока  $I_{\text{доп}}$  снижает КПД. Наиболее существенно это выражается при релейном управлении – до 2,8 %, а наименее – при управлении с фиксированной паузой: до 1,1 %. Различие КПД в устройствах с рассмотренными алгоритмами управления связано с различием средних значений токов, которые обеспечивают данные алгоритмы при поддержании одинаковых максимально допустимых токов заряда  $I_{\text{доп}}$ .

Таблица 2

Алгоритм управления	Характеристики режима	$I_{\text{доп}}, \text{А}$	$E_{\text{ср}}, \text{Дж}$	КПД
Релейный	$\Delta I_L = 5 \text{ А}$	50	12,974	0,939
	$\Delta I_L = 5 \text{ А}$	30	12,6	0,967
	$\Delta I_L = 10 \text{ А}$	50	12,938	0,941
	$\Delta I_L = 10 \text{ А}$	30	12,605	0,966
МФДП без ограничения длительности импульса	$T_{\text{фп}} = 24 \text{ мкс}$	50	12,648	0,963
	$T_{\text{фп}} = 24 \text{ мкс}$	30	12,5	0,974
	$T_{\text{фп}} = 12 \text{ мкс}$	50	12,73	0,957
	$T_{\text{фп}} = 12 \text{ мкс}$	30	12,52	0,973
ШИМ	$f = 10 \text{ кГц}$	50	12,6	0,967
	$f = 10 \text{ кГц}$	30	12,42	0,98
	$f = 20 \text{ кГц}$	50	12,64	0,964
	$f = 20 \text{ кГц}$	30	12,439	0,979

### Выводы и рекомендации

1. Наименьшее время заряда из всех рассмотренных алгоритмов обеспечивает управление с релейным ограничением тока, а наибольшее – с ШИМ. Алгоритм МФДП при рассмотренных параметрах занимает промежуточное положение. Управление с релейным ограничением тока позволяет добиться самых высоких средних значений тока заряда, а при использовании МФДП их значения выше, чем при ШИМ.

2. Из динамики переходных процессов заряда емкостного накопителя следует, что до момента времени последнего экстремума зарядного тока его среднее значение в рамках каждого алгоритма остается квазипостоянным, что определяет линейный характер процесса заряда на этом участке. Наибольшая нелинейность процесса заряда после момента последнего экстремума наблюдается при использовании ШИМ, где из-за высокочастотной принудительной модуляции наблюдаются самые низкие значения среднего тока заряда.

3. Наибольшие пульсации зарядного тока, особенно в конце процесса заряда, и существенная девиация частоты коммутации (от 11 до 89 кГц) наблюдаются при использовании алгоритма МФДП. Наибольшая девиация частоты (22...143 кГц) наблюдается при релейном управлении, особенно при малой индуктивности дросселя и близких между собой значениях верхнего и нижнего порогов срабатывания по зарядному току. Наличие немодулированного интервала протекания зарядного тока от момента его последнего экстремума до конца процесса заряда, а также значительное изменение частоты на интервале модуляции, характерные для этих двух алгоритмов, приводят к большой разности вольт-секундных площадей соседних импульсов. Это делает крайне затруднительным реализацию двухтактных трансформаторных зарядных устройств с релейным управлением, а также с МФДП без ограничения максимальной длительности импульса. Кроме того, высокая частота переключения, наблюдаемая на интервале модуляции зарядного тока, приводит к дополнительным динамическим потерям в ключе и потерям, связанным с перемагничиванием и скин-эффектом вмоточных изделиях. Поэтому алгоритмы, формирующие зарядный ток с немодулированным интервалом, могут эффективно использоваться только в бестрансформаторных зарядных устройствах.

4. Несмотря на наибольшую длительность и нелинейность процесса заряда, а также значительные пульсации зарядного тока, постоянство частоты коммутации вентиля при использовании ШИМ делает данный алгоритм наиболее предпочтительным для управления двухтактными трансформаторными зарядными устройствами.

5. Для обеспечения минимальной длительности процесса заряда при использовании всех рассмотренных алгоритмов его целесообразно продолжать только до момента времени достижения зарядным током последнего экстремума, хотя такое ограничение незначительно (на 2-4%) снижает КПД процесса.

1. *Болотовский Ю.И., Таназлы Г.И., Вашкевич Е.И., Никитин А.В.* Разработка систем заряда емкостных накопителей энергии. Ч. 2 // Силовая электроника. – 2009. – № 1. – С. 34–45.
2. *Булатов О.Г., Иванов В.С., Панфилов Д.И.* Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей. – М.: Радио и связь, 1986. – 180 с.
3. *Дубовенко К.В.* Моделирование зарядных цепей емкостных накопителей энергии со звеном повышенной частоты // Электротехника і електромеханіка. – 2006. – № 3. – С. 58–63.
4. *Волков И.В., Вакуленко В.М.* Источники электропитания лазеров. – К.: Техника, 1976. – 176 с.
5. *Кныш В.А.* Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. – Л.: Энергоатомиздат, 1981. – 160 с.
6. *Пентегов И.В.* Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. – К.: Наук. думка, 1982. – 424 с.
7. *Шидловский А.К., Щерба А.А., Захарченко С.Н.* Перспективы применения искроэрозионной коагуляции в системах водоподготовки тепловых сетей // Энергетика и электрификация. – 2002. – № 12. – С. 34–40.
8. *Шидловский А.К., Щерба А.А., Супруновская Н.И.* Энергетические процессы в электроимпульсных установках с емкостными накопителями энергии. – К.: Интерконтиненталь-Украина, 2009. – 208 с.
9. *Щерба А.А., Захарченко С.Н.* Полупроводниковые адаптивные системы объемной электроискровой обработки материалов и сред // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України. Електроенергетика: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 1999. – С. 66–73.
10. *Щерба А.А., Захарченко С.Н.* Стабилизация и регулирование параметров разрядных импульсов в системах объемной электроискровой обработки гетерогенных токопроводящих сред // Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ. Електродинаміка' 2001: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2001. – С. 30–35.
11. *Щерба А.А., Захарченко С.М., Лопатько К.Г., Шевченко Н.И., Ломко М.О.* Разрядно-импульсные системы производства нанокolloидных растворов биологически активных металлов методом объемного электроискрового диспергирования // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2010. – Вип. 26. – С. 152 – 160.
12. *Щерба А.А., Захарченко С.М., Супруновська Н.І., Шевченко Н.І., Монастирський Г.Є., Перетятко Ю.В., Петрученко О.В.* Стабілізація режимів електротехнологічних систем для отримання іскроерозійних мікро- та нанопорошків // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силовая электроника та енергоефективність". – 2006. – Ч. 1. – С. 120–123.

УДК 621.314: 621.373.54

**С.М. Захарченко**, канд. техн. наук, **Ю.В. Руденко**, канд. техн. наук  
Институт электродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

**Порівняльний аналіз алгоритмів імпульсного заряду ємнісних накопичувачів енергії для систем плазмо-ерозійної обробки гетерогенних струмопровідних середовищ**

*Наведено порівняльний аналіз алгоритмів заряду ємнісних накопичувачів енергії: з релейним обмеженням струму, широтно-імпульсною модуляцією та з модуляцією при фіксованій тривалості паузи між імпульсами. Досліджено залежності тривалості процесу заряду, швидкості зростання та амплітуди пульсації зарядного струму, діапазонів змінення частоти комутації від режимних параметрів. Визначено сфери найбільш доцільного використання кожного з алгоритмів. Бібл. 12, рис. 3, табл. 2.*

**Ключові слова:** ємнісні накопичувачі енергії, імпульсні транзисторні зарядні пристрої, імпульсна модуляція.

**S.M. Zakharchenko, Yu.V. Rudenko**

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

**Comparative analysis of capacitors pulse charge algorithms at the systems of plasma-erosive treatment for heterogeneous current-conductive mediums**

*Comparative analysis of capacitors pulse charge algorithms with relay current limiting, pulse-width modulation, modulation with fixed duration between pulses are given. Charge duration, charge current ripples and rise speed, frequency bands in dependence on regimes' parameters are analyzed. Areas of most appropriate application for each algorithms are determined. References 12, figures 3, tables 2.*

**Key words:** capacitors, transistor pulse charge devices, pulse modulation.

Надійшла 24.01.2014

Received 24.01.2014