

Г.И. Ильин, Н.Г. Хайруллин

ПОВЫШЕНИЕ ЧАСТОТЫ СЛЕДОВАНИЯ ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ ЛИДАРНЫХ СИСТЕМ

Рассматривается вопрос о повышении частоты следования зондирующих импульсов применительно к полиимпульсным зарядным устройствам. Показано, что переход к многодиапазонным системам позволяет повысить частоту следования импульсов. Приведены расчетные соотношения, позволяющие выбрать основные параметры системы накачки.

Применение систем заряда с дозирующим конденсатором при работе на резистивно-емкостную нагрузку позволяет реализовать системы заряда накопительного конденсатора с большими функциональными возможностями. Такие системы получили широкое применение на практике, несмотря на то, что КПД заряда близок к 50%. Это связано с тем, что заряд накопительного конденсатора проходит через токоограничивающий резистор. При создании источников накачки большой мощности следует учитывать отмеченное обстоятельство, т.к. при этом снижаются эксплуатационные характеристики систем накачки твердотельных лазеров.

В данной статье исследуются зарядные устройства с полиимпульсным резонансным зарядом накопительного конденсатора. Существенным недостатком таких систем является то, что на дозирующем конденсаторе напряжение существенно превышает напряжение источника питания. Это приводит к самопроизвольному пробое тиристорных ключей и нарушению работы всей системы накачки. Для устранения этого недостатка обычно применяют фиксацию напряжения на дозирующем конденсаторе. Структурная схема зарядного устройства такого типа приведена на рис. 1.

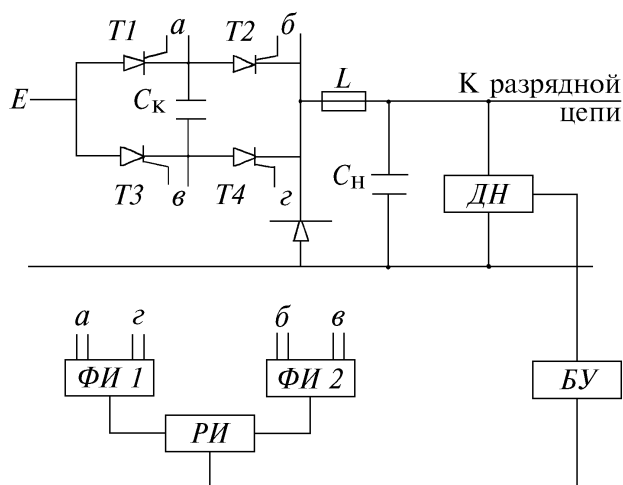


Рис. 1. Структурная схема зарядного устройства с фиксацией напряжения на дозирующем конденсаторе

Коммутирующий конденсатор включается в одно из плеч тиристорного моста. При отпирании тиристоров $T1-T4$ емкость C_k , имеющая, например, положительный потенциал на нижней обкладке конденсатора, перезаряжается по цепи источник питания E , тиристор $T1$, дозирующий конденсатор C_k , тиристор $T4$, токоограничивающая индуктивность L , накопительный конденсатор C_n и источник питания. После окончания перезаряда зарядный ток равен 0, что приводит к запираению тиристорных ключей $T1-T4$. Полярность напряжения на коммутиру-

шем конденсаторе изменилась на противоположную. Теперь при следующем цикле заряда будет открываться второе плечо тиристорного моста $T2-T3$. Фиксирующий диод D включен параллельно зарядному LC -контуре.

Параллельно накопительному конденсатору C_n установлен делитель напряжения $ДН$ для согласования по напряжению высоковольтной и низковольтной частей зарядного устройства. Сигнал, пропорциональный напряжению на накопительном конденсаторе C_n , поступает на блок управления $БУ$. $БУ$ формирует запускающие импульсы в том случае, когда напряжение на накопительном конденсаторе C_n меньше заданного. При достижении требуемого выходного напряжения на конденсаторе формирование запускающих импульсов в $БУ$ прекращается. Тактовые импульсы с блока управления поступают на распределитель импульсов $РИ$, основной задачей которого является поочередный запуск формирователей импульсов запуска $ФИ-1$, $ФИ-2$. Формирователь импульсов $ФИ-1$ обеспечивает запуск тиристоров $T1, T4$, а $ФИ-2$ – тиристоров $T2, T3$. Тем самым обеспечивается поочередный запуск плеч тиристорного моста.

Когда напряжение на дозирующем конденсаторе достигнет величины E , происходит отпирание диода D . Ток, проходящий через тиристоры, при этом равен 0, и происходит запираание. После этого момента источник питания отключается от зарядного контура и происходит дозаряд накопительного конденсатора за счет энергии, запасенной в индуктивности. Таким образом, заряд накопительного конденсатора можно разбить на две фазы: 1-я фаза – от начала заряда до перезаряда дозирующего конденсатора до напряжения источника питания и выключения тиристорного моста, 2-я фаза – переходные процессы в зарядном контуре, связанные с передачей накопленной энергии в индуктивности в накопительный конденсатор.

Зная ток в индуктивности в начале второй фазы заряда, можно определить приращение напряжения на накопительном конденсаторе, связанное с энергией, накопленной в индуктивности на первой фазе заряда. Это позволит определить напряжение на накопительном конденсаторе в конце зарядного цикла. Напряжение на накопительном конденсаторе в конце зарядного цикла определяется из выражения

$$U_{C_n} = U_{C_n}(0) + 2 E C_k / C_n + 2 \sqrt{C_k / C_n} \sqrt{E (E - U_{C_n}(0))}. \quad (1)$$

Как следует из (1), напряжение на накопительном конденсаторе определяется тремя слагаемыми: первое слагаемое – это напряжение на накопительном конденсаторе в начале зарядного цикла, второе слагаемое не зависит от указанного напряжения и определяется процессами перезаряда дозирующего конденсатора на первой фазе зарядного цикла и третье слагаемое, зависящее от напряжения на накопительном конденсаторе, характеризует процессы передачи энергии индуктивности в накопительный конденсатор. Из анализа третьего слагаемого видно, что напряжение на накопительном конденсаторе не может быть больше, чем E , т.к. подкоренное выражение третьего слагаемого становится отрицательным при $E < U_{C_n}(0)$. И с этого момента практически прекращается процесс заряда накопительного конденсатора. Напряжение на накопительном конденсаторе, как показали наши исследования, превышает напряжение источника питания не более чем на 2–7%.

Так как напряжение на накопительном конденсаторе в конце зарядного цикла равно напряжению в начале следующего $(n + 1)$ цикла заряда, то из выражения (1) можно получить рекуррентное уравнение для определения напряжения на накопительном конденсаторе после $(n + 1)$ зарядных циклов

$$U_{C_n}^{(n+1)} = U_{C_n}^{(n)}(0) + 2 E (C_k / C_n) + 2 \sqrt{C_k / C_n} \sqrt{E (2 E - U_{C_n}^{(n)}(0))} \quad (2)$$

при $U_{C_n}^{(n)} < E$.

Остановимся на выборе соотношения емкостей накопительного и дозирующего конденсаторов в зависимости от требуемого выходного напряжения и относительной погрешности установления выходного параметра.

Введем следующие обозначения:

$$\gamma = U_{C_n}^{(n)} / E, \quad \alpha = (U_{C_n}^{(n+1)} - U_{C_n}^{(n)}) / U_{C_n}^{(n)}. \quad (3)$$

Соотношение между емкостями накопительного и дозирующего конденсаторов определяется следующим выражением при заданной относительной погрешности установления выходного параметра α :

$$N = 4 / (\sqrt{1 - \gamma} + \sqrt{1 - \gamma + 2\alpha \gamma})^2. \quad (4)$$

Из выражения (4) следует, что соотношение между емкостями накопительного и дозирующего конденсаторов зависит как от относительной погрешности установления выходного параметра, так и от требуемого напряжения на выходе. На рис. 2 приведены графики зависимости $N = f(\gamma)$ при различных относительных погрешностях установления выходного параметра. Из приведенных графиков видно, что уменьшение нижней границы диапазона регулирования приводит к росту N . Еще более заметный рост N связан с повышением точности выходного параметра (уменьшением относительной погрешности α).

Число циклов заряда накопительного конденсатора определяется из выражения

$$n = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + \sqrt{N} \sqrt{1 - \gamma}}{1 + \sqrt{N}} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{N} (1 - \sqrt{1 - \gamma}). \quad (5)$$

Оценим возможности применения указанной схемы заряда накопительного конденсатора при регулировке выходного напряжения в широких пределах. Для определенности рассмотрим источник с регулировкой выходного напряжения от $0,1 E$ до E . Относительная погрешность установления выходного напряжения не должна превышать $0,01$. Для этого случая коэффициент N равен 3600900 и требуемое число циклов – 950 . Таким образом, так же как и в первом случае, достижимая частота следования разрядных циклов не превышает 11 Гц при использовании тиристоров с предельной частотой запуска, равной 10000 Гц.

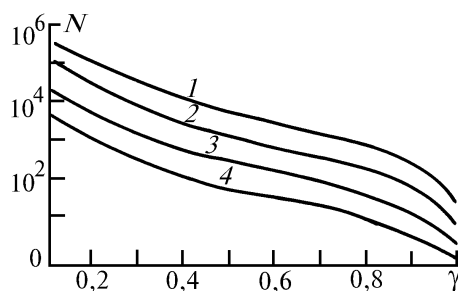


Рис. 2. Зависимость $N = f(\gamma)$ при различных относительных погрешностях установления выходного параметра: 1 – $\alpha = 0,01$; 2 – $0,02$; 3 – $0,05$; 4 – $0,1$

Для того чтобы повысить быстродействие систем заряда и тем самым повысить частоту следования зондирующих импульсов, необходимо переходить к многодиапазонным системам или к системам, использующим при заряде циклы грубого и точного заряда. Мы остановимся на возможностях повышения частоты следования зондирующих импульсов в многодиапазонных зарядных устройствах.

Оценим возможности указанной системы накачки для случаев разбивки диапазона регулирования на 2 или 3. Диапазон регулирования можно разбивать и на большее число поддиапазонов, но общие тенденции таких систем легко проследить на примере указанного разбиения на поддиапазоны.

Рассмотрим двухдиапазонную систему. Предположим, что нам задан диапазон регулирования от γ_n до γ_b , при этом напряжение на накопительном конденсаторе не превышает напряжения источника питания. Необходимо разбить этот диапазон на два поддиапазона так, чтобы полученная двухдиапазонная система обладала наилучшими динамическими характеристиками, т.е. обеспечивала бы максимальную частоту следования разрядных импульсов. Это можно достичь только в одном случае, если требуемое число циклов для заряда накопительного конденсатора до максимального значения в каждом поддиапазоне будет одинаково.

Соотношение между накопительным и дозирующим конденсаторами N_1 для первого поддиапазона определяется, исходя из заданного нижнего предела регулирования системы накачки.

Коэффициент N_2 для второго поддиапазона определяется γ_{cp} . Его величина обусловлена напряжением на накопительном конденсаторе, при котором происходит переключение с одного поддиапазона на другой. В соответствии со сказанным на основании выражения (4) можно записать

$$N_1 = 4 / (\sqrt{1 - \gamma_n} + 2\alpha \gamma_n - \sqrt{1 - \gamma_n})^2; \quad (6)$$

$$N_2 = 4 / (\sqrt{1 - \gamma_{cp}} + 2\alpha \gamma_{cp} - \sqrt{1 - \gamma_{cp}})^2. \quad (7)$$

Максимальные числа циклов заряда в каждом поддиапазоне равны и могут быть представлены в следующем виде:

$$n_{max} = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + \sqrt{N_1} \sqrt{1 - \gamma_{cp}}}{1 + \sqrt{N_1}} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{N_1} (1 - \sqrt{1 - \gamma_{cp}}) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + \sqrt{N_2} \sqrt{1 - \gamma_b}}{1 + \sqrt{N_2}} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{N_2} (1 - \sqrt{1 - \gamma_b}). \quad (8)$$

Из выражений (6), (7) и (8) можно определить значение γ_{cp} . Данная система уравнений решена нами численным методом. Зависимость γ_{cp} от γ_b при фиксированном значении $\gamma_n = 0,1$ для различных значений относительной погрешности установления выходного параметра (кривая 1 $\alpha = 0,1$ и 2 $\alpha = 0,01$) представлена на рис. 3.

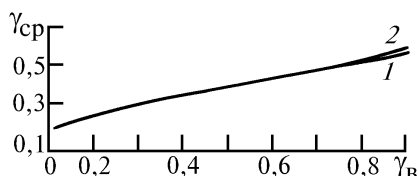


Рис. 3. Зависимость $\gamma_{cp} = f(\gamma_b)$ при $\alpha = 0,1$ – (1), $\alpha = 0,01$ – (2)

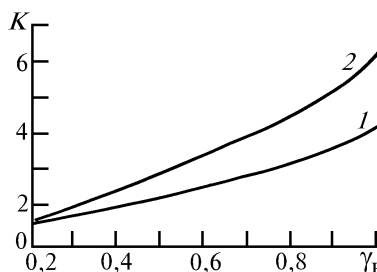


Рис. 4. Зависимость $K = f(\gamma_b)$ для случая двух (1) и трех (2) поддиапазонов при $\alpha = 0,1$

Как видно из приведенных графиков, коэффициент γ_{cp} не зависит от относительной погрешности установления выходного параметра и определяется только заданными пределами регулирования. Полученные соотношения позволяют определить выигрыш по быстродействию системы накачки при переходе от однодиапазонной системы к двухдиапазонной. Результаты расчетов приведены в виде графиков на рис. 4, где представлена зависимость $K = f(\gamma_b)$ при фиксированном значении $\gamma_n = 0,1$. Коэффициент выигрыша K определяется как отношение максимального числа циклов заряда для однодиапазонной системы к максимальному числу циклов заряда для двухдиапазонной системы.

Как видно из представленных кривых на рис. 4, при увеличении пределов регулирования выходного параметра величина выигрыша возрастает при значении $\gamma_b = 1$ и $\alpha = 0,1$, она составляет 4,5.

Трехдиапазонные системы позволяют получить выигрыш по быстродействию более 7.

Таким образом, для повышения быстродействия систем накачки с широкими функциональными возможностями необходимо переходить к многодиапазонным системам накачки.