

Р. А. Мунасыпов, Г. И. Таназлы, А.И. Таназлы

ПОДБОР ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЗАРЯДНЫХ УСТРОЙСТВ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

Статья посвящена подбору параметров и режимов работы зарядных устройств емкостных накопителей энергии, критерию их оптимизации и моделированию этих схем. *Моделирование; схемы силовой электроники; виды анализа*

В статьях [1, 2] рассмотрены вопросы, связанные с критериями оценки силовых схем заряда емкостных накопителей энергии и выбором классов этих схем. Данная статья является их продолжением и посвящается подбору параметров и режимов работы зарядных устройств емкостных накопителей энергии, критерию их оптимизации и моделированию этих схем.

1. ОСНОВНЫЕ ДОПУЩЕНИЯ, ПРИНИМАЕМЫЕ ПРИ АНАЛИЗЕ ЗАРЯДНЫХ УСТРОЙСТВ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

Основой успешного моделирования схем силовой электроники является компромисс между сложностью модели и ее информативностью [3]. При этом правильно выбранные допущения позволяют получить модели, обеспечивающие необходимый объем информации при минимальной или близкой к минимальной сложности.

Ниже перечислены основные допущения, принимаемые при моделировании схем ЗУ ЕНЭ.

1. Возмущения и помехи могут воздействовать как непосредственно на силовые узлы зарядных устройств полупроводниковых преобразователей, так и на системы управления зарядными устройствами.

2. Возмущения и помехи могут вызвать изменения функционирования зарядного устройства, которые приводят к необратимому выходу системы из строя (пробой силовых вентилялей, силовых конденсаторов, изоляции силовых трансформаторов, дросселей, потеря сердечниками магнитных свойств, выход из строя систем

управления и т. д.). Такие случаи при моделировании не рассматриваются.

3. Возмущения и помехи могут приводить к изменению режимов работы зарядного устройства, не вызывающих необратимых выходов системы из строя. Рассматриваются следующие случаи:

- несанкционированное включение силового вентиля (тиристора, транзистора) в произвольный момент времени;
- скачок частоты силовых преобразователей как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения;
- понижение напряжения источника питания;
- увеличение внутреннего сопротивления источника питания;
- несанкционированный разряд накопительной емкости.

4. Процессы заряда накопительной емкости и ее импульсного разряда рассматриваются как полностью независимые, поскольку время заряда существенно превосходит время разряда этой емкости [3].

5. На время разряда происходит блокировка всех процессов в зарядных устройствах.

6. Разряд накопительной емкости за счет токов утечки моделируется активным сопротивлением, включенным параллельно емкости.

7. Источник питания имеет следующие параметры: напряжение постоянное 20 В, мощность 20 кВт (максимально допустимый ток 1000 А), внутреннее сопротивление равно 0 или, при уточненном анализе, моделируется последовательно включенным постоянным сопротивлением.

8. Максимальная энергия, запасаемая в ЕНЭ, равна 100 кДж, максимальная величина

Контактная информация: 8(347)272-74-65

Приведенные результаты получены в рамках проведения исследований по гранту РФФИ 10-09-00359-а.

емкости ЕНЭ 20 мкФ (при выходном напряжении 100 кВ).

9. Взаимодействие различных каналов при рассмотрении многоканальной системы зарядных устройств емкостных накопителей энергии сводится к следующему:

- все каналы запитаны от общего источника питания;
- заряд различных накопительных емкостей может происходить одновременно, с перекрытием по времени и без перекрытия по времени.

10. Для уменьшения времени моделирования работа ЗУ рассматривается при емкости ЕНЭ C_1 , меньшей, чем максимальная величина емкости C_2 . Оценка времени заряда t_2 емкости C_2 по времени заряда t_1 емкости C_1 при условии постоянной мощности заряда осуществляется следующим образом. Энергии, запасенные в емкостях C_1 и C_2 при одинаковом напряжении заряда U равны соответственно $C_1 U^2/2$ и $C_2 U^2/2$, а мощности заряда – $C_1 U^2/2 \cdot t_1$ и $C_2 U^2/2 \cdot t_2$. Отсюда $t_2 = C_2 t_1 / C_1$. При рассмотрении окончательных вариантов схем ЗУ моделирование производится при максимальной величине емкости ЕНЭ.

11. Для повышения надежности выходного трансформатора, а также для увеличения коэффициента связи между обмотками, величина коэффициента трансформации принимается равной 50 (если не оговаривается отдельно).

12. Под временем заряда ЕНЭ многоканальной системы понимается максимальное из времен зарядов всех каналов, то есть время готовности всей системы определяется по моменту заряда ЕНЭ всех каналов.

2. КРИТЕРИИ ОПТИМИЗАЦИИ ЗАРЯДНЫХ УСТРОЙСТВ ЕМКСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ И ИХ ВЗАИМОСВЯЗЬ

Жесткие и часто взаимоисключающие требования по разработке ЗУ приводят к необходимости выбора критериев, по которым проводится оптимизация при проектировании ЗУ, в частности, ЗУ с минимизацией времени процессов заряда в условиях помех и возмущений. В [4] приводились критерии, по которым оценивались различные типы преобразователей энергии для ЗУ.

К основным критериям, по которым проводится оптимизация, относятся:

- время заряда емкостного накопителя;
- КПД;
- массогабаритные характеристики ЗУ.

Основные критерии могут включать в себя дополнительные критерии, которые необходимо учитывать при оптимизации. К ним в первую очередь относятся: мощность, потребляемая от источника, установленная мощность автономного инвертора, установленная мощность реактивных элементов.

В условиях работы ЗУ от источника ограниченной мощности одним из основных критериев, по которым проводится оптимизация, является КПД. На коэффициент использования источника питания и КПД ЗУ влияет в первую очередь зарядный режим, анализ которого и его формирование позволяет в значительной мере оптимизировать КПД ЗУ. В простейшем случае идеализированной моделью ЗУ может быть четырехполосник (рис. 1) воздействуя на внутренние параметры которого можно получить различные временные функции входного и выходного токов.

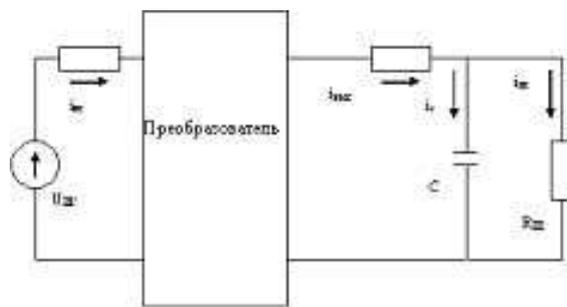


Рис. 1. Идеализированная модель зарядного устройства

Основной задачей, которую позволяет решить модель, построенная на базе четырехполосника, является определение зарядного режима, оптимального с точки зрения КПД [5].

При таком режиме суммарная энергия потерь в ЗУ во всех активных сопротивлениях модели минимальна:

$$W_n = W_{\text{вх}} + W_{\text{нз}} + W_{\text{ш}} = i_{\text{вх}}^2 R_{\text{вх}} + i_{\text{з}}^2 R_{\text{з}} + i_{\text{ш}}^2 R_{\text{ш}}, \quad (1)$$

где W_n – суммарная энергия потерь; $W_{\text{вх}}$ – энергия потерь входного контура; $W_{\text{нз}}$ – энергия потерь зарядного контура; $W_{\text{ш}}$ – энергия потерь шунтирующего контура; $R_{\text{вх}}$ – сопротивление, учитывающее потери во входном контуре; $R_{\text{з}}$ – сопротивление, учитывающее потери в зарядном контуре; $R_{\text{ш}}$ – эквивалентное шунтирующее сопротивление ЕНЭ.

В идеальном случае при моделировании $R_{ш} \rightarrow \infty$.

Общий КПД можно вычислить из соотношения

$$\eta = \eta_{вх} \eta_3, \quad (2)$$

где η – общий КПД ЗУ; $\eta_{вх}$ – КПД входного контура; η_3 – КПД зарядного контура, который определяется

$$\eta_3 = \frac{W_c}{W_c + W_{n3}} = \frac{1}{1 + \frac{W_{n3}}{W_c}}, \quad (3)$$

где W_c – энергия, запасенная в ЕНЭ; W_{n3} – энергия потерь зарядного контура.

При постоянном зарядном токе относительные потери энергии в зарядном контуре определяются

$$W_{n3} = \frac{I_{зд}^2 R_3 t_3 2C}{I_3^2 t_3^2} = 2 \frac{R_3 C}{t_3} K_{фз}^2, \quad (4)$$

где W_c – энергия, запасенная в ЕНЭ; $I_{зд}$ – действующее значение зарядного тока; I_3 – среднее значение зарядного тока; $K_{фз}$ – коэффициент формы зарядного тока; C – емкость ЕНЭ; t_3 – время заряда.

Тогда

$$\eta_3 = \frac{1}{1 + 2R_3 C K_{фз} / t_3}. \quad (5)$$

КПД входного контура преобразователя $\eta_{вх}$ определяется выражением

$$\eta_{вх} = \frac{W_{ис} - W_{пвх}}{W_{ис}} = 1 - \frac{W_{пвх}}{W_{ис}}, \quad (6)$$

где $W_{ис}$ – энергия потребляемая от источника; относительные входные потери $W_{пвх} / W_{ис}$, можно представить в виде

$$\frac{W_{пвх}}{W_{ис}} = R_{вх} \int_0^{t_3} i_{вх}^2 dt / U_{ис} \int_0^{t_3} i_{вх} dt = \frac{I_{вхд}^2}{I_{вх} I_{кз}} = K_{фвх} \frac{I_{вх}}{I_{кз}}, \quad (7)$$

где $I_{вхд}$ – действующее значение входного тока; $K_{фвх}$ – коэффициент формы входного тока; $I_{вх}$ – среднее значение входного тока; $U_{ис}$ – напряжение источника питания (рис. 1); $I_{кз} = U_{ис} / R_{вх}$ – ток короткого замыкания входной цепи.

Величина среднего тока $I_{вх}$ определяется из уравнения энергетического баланса:

$$W_{ис} - W_{п.в.} = W_c + W_{n3} = \frac{W_c}{\eta_c}, \quad (8)$$

что можно выразить:

$$U_{ис} I_{вх} t_3 - I_{вх}^2 K_{фвх}^2 R_{вх} t_3 = \frac{W_c}{\eta_3}. \quad (9)$$

При условии минимума потерь во входном сопротивлении значение тока $I_{вх}$ определяется меньшим из корней уравнения:

$$I_{вх} = \frac{U_{ис}}{2R_{вх} K_{фвх}^2} - \sqrt{\frac{E_n}{4K_{фвх}^2 R_{вх}^2} - \frac{W_c}{\eta_3 K_{фвх}^2 R_{вх} t_3}}. \quad (10)$$

Решив совместно (6), (7) и (10), получим

$$\eta_{вх} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{P_c K_{фвх}^2}{2P_{исм} \eta_3}}, \quad (11)$$

где $P_c = U^2 C / 2t_3$ – средне зарядная мощность, $P_{исм}$ – максимальная входная мощность.

Подставляя в (2) значения из (5) и (11), получим значение общего КПД

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{P_c K_{фз}^2}{2P_{исм}} \left(1 + \frac{2R_3 C}{t_3} K_{фз}^2\right)}}{1 + \frac{2R_3 C}{t_3} K_{фз}^2}. \quad (12)$$

Анализ уравнения (12) показывает, что максимального КПД можно достичь при постоянстве входного и выходного токов. Таким образом, для достижения максимального КПД преобразователь в начальный отрезок времени должен запастись энергией, чтобы в конце заряда отдать запасенную энергию для поддержания тока заряда. Следовательно, рассмотренный четырехполюсник кроме преобразователя, согласующего источник энергии и ЕНЭ должны содержать дополнительные реактивные элементы, запасющие энергию и поддерживающие на одном уровне в течение процесса заряда входную и выходную мощности. Это требование играет существенную роль в случае применения источника ограниченной мощности.

Элементы, аккумулирующие часть энергии источника в начальный отрезок времени заряда, хотя и имеют значительные массогабариты, но позволяют оптимизировать время заряда за счет приращения запасенной в них энергии к энергии источника в конце зарядного цикла.

Качественные закономерности, связывающие энергетические показатели входных и выходных цепей четырехполюсника, содержащего внутренний добавочный ЕНЭ, показаны на рис. 2.

Энергия, потребляемая от источника питания $U_{ис}$ соответствует прямой 1. Прямая 2 характеризует энергию, потребляемую цепью, расположенной справа от входных зажимов че-

тырехполюсника. Разность ординат прямых 1 и 2 представляет собой потери энергии на входном сопротивлении $R_{ВХ}$. Кривая 3 определяет изменение энергии, передаваемой в зарядный контур для случая минимальных потерь в R_3 (схема на рис. 1).

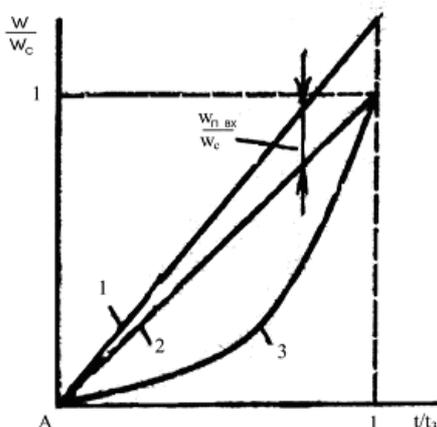


Рис. 2. Относительные энергетические характеристики идеализированной модели ЗУ

Как было показано в [4], получение высокого коэффициента усиления ЗУ по напряжению достигается трансформированием напряжения, т. е. зарядное устройство должно содержать звено переменного тока – инвертор с повышающим трансформатором, массогабаритные характеристики которого составляют значительную часть массогабаритных характеристик всего ЗУ. Для снижения веса и габаритов трансформатора необходимо повысить частоту перемагничивания его магнитопровода. Но повышение рабочей частоты инвертора сдерживается большим количеством ограничений, связанных как с ростом потерь в коммутирующих и магнитных элементах, так и с конструкцией трансформатора, работающего в резонансном контуре инвертора [6].

Кроме того, для снижения пульсаций входного тока и уменьшения коэффициента трансформации выходного ЗУ целесообразно составить из нескольких инверторных модулей. В работе [5] приводятся расчеты как по выбору оптимального количества инверторных модулей, так и по выбору коэффициента его загрузки по мощности.

Очевидно, минимальное время заряда от источника с ограниченной мощностью можно достичь при потреблении минимальной мощности с максимально возможным КПД ЗУ.

Следовательно, минимизируя время заряда ЕНЭ, при однокритериальной оптимизации ЗУ необходимо ввести в ограничения массогабаритные характеристики ЗУ. Они, в свою очередь, зависят от выбранных схемных решений инвертора, количества инверторных модулей и их рабочей частоты, значительную часть веса которых составляет вес повышающего трансформатора. Таким образом, оптимальная частота инвертора определяется при условиях, когда при оптимизации вводится в ограничение либо КПД, либо массогабаритные показатели трансформатора, которые в свою очередь зависят от коэффициента загрузки трансформатора.

Оптимальный выбор коэффициента загрузки трансформатора и разбивки преобразуемой мощности на несколько преобразовательных модулей рассматриваются в работе [5].

Учитывая вышеизложенное, можно указать на следующие качественные зависимости между параметрами (критериями оптимизации) ЗУ ЕНЭ:

1. При использовании источника питания ограниченной мощности минимальное время заряда может быть получено при максимально возможном КПД, что, вообще говоря, приводит к ухудшению массогабаритных характеристик.
2. Минимальные габариты и вес могут быть получены при снижении КПД и увеличении времени заряда.

3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОДНОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ЗАРЯДНЫХ УСТРОЙСТВ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

В соответствии с [7] задача однокритериальной (условной) оптимизации рассматривается как задача минимизации вещественнозначной функции $f(x)$ N -мерного векторного аргумента $x = (x_1, x_2, \dots, x_N)$, компоненты которого удовлетворяют системе уравнений $h_k(x) = 0$, набору неравенств $g_j(x) \geq 0$, а также ограничены сверху и снизу, т. е. $x_i^{(U)} \geq x_i \geq x_i^{(L)}$. Функцию $f(x)$ называют целевой функцией, уравнение $h_k(x) = 0$ – ограничениями в виде равенств, а неравенство $g_j(x) \geq 0$ – ограничениями в виде неравенств. При этом предполагается, что все фигурирующие в задаче функции являются вещественно значимыми, а число ограничений конечно.

В общем случае задача ставится следующим образом: минимизировать (максимизировать) $f(x)$ при ограничениях

$$\begin{aligned} h_k(x) &= 0 & k &= 1, \dots, K. \\ g_j(x) &\geq 0 & j &= 1, \dots, J. \\ x_i^{(U)} &\geq x_i \geq x_i^{(L)} & i &= 1, \dots, N. \end{aligned}$$

При постановке задачи условной оптимизации зарядных устройств емкостных накопителей энергии необходимо учесть следующее:

- целевой функцией оптимизации является минимизация времени заряда t_3 емкостного накопителя энергии (для каждого из каналов);

- зарядные устройства ячейки, выполненные как по одной принципиальной схеме, так и по различным схемам, могут включаться последовательно по выходам;

- количество последовательно включенных ячеек определяется суммарным выходным напряжением последовательно включенных ячеек, которое в соответствии с ТТЗ должно составлять 20000...200000 В;

- оптимизация проводится в три этапа. На первом этапе оптимизируются по времени заряда t_3 ячейки, выполненные по различным схемам и для каждой из ячеек определяются выходные напряжения и входные токи, соответствующие оптимальному времени заряда. На втором этапе оптимизации минимизируется время заряда для канала, состоящего из однотипных или разнотипных ячеек. На третьем этапе оптимизируется время заряда многоканальной системы ЕНЭ. Кроме этого, на третьем этапе при рассмотрении многоканальной системы ЗУ ЕНЭ возможно проведение оптимизации моментов включения различных каналов для ограничения тока потребляемого от источника питания при минимизации времени заряда ЕНЭ всех каналов.

Рассмотрим первый этап оптимизации.

1. Целевая функция – минимизация времени заряда t_3 для всех рассматриваемых схем ячеек;

2. Ограничения в виде равенств: выходное напряжение источника питания – 20 В;

3. Ограничения в виде неравенств:

- напряжения на ключевых элементах U_k (транзисторах, тиристорах, диодах) не превосходит допустимого $U_{\text{доп}}$:

$$U_k \leq U_{\text{доп}};$$

- токи через ключевые элементы I_k не превосходят допустимых $I_{\text{доп}}$

$$I_k \leq I_{\text{доп}};$$

- рабочая частота преобразователя f_p не должна превышать рабочую частоту самого низкочастотного вентиля f_d :

$$f_p \leq f_{\text{доп}};$$

- мощность потерь в ключах P_k не должна превышать допустимую мощность потерь $P_{\text{доп}}$

$$P_k \leq P_{\text{доп}};$$

- величина КПД не должна быть ниже допустимой величины КПД_{доп}

$$\text{КПД}_{\text{доп}} \leq \text{КПД};$$

- масса ячейки M не должна быть более допустимого $M_{\text{доп}}$

$$M \leq M_{\text{доп}};$$

- входной ток ячейки I_d не должен превосходить допустимой величины тока источника питания $I_{\text{ист доп}}$

$$I_d \leq I_{\text{ист доп}}.$$

Отметим, что ограничение на входной ток ячейки на первом этапе рассмотрения является достаточно неопределенным, так как зависит от того, какое количество ячеек будет соединено для получения необходимого выходного напряжения канала.

Задача однокритериальной оптимизации первого этапа запишется следующим образом:

$$\min t_3 \text{ при } U_{\text{ИС}} = 20 \text{ В}; U_k \leq U_{\text{доп}}; K_{\text{тр}} = 50; I_k \leq I_{\text{доп}};$$

$$f_p \leq f_{\text{доп}}; P_k \leq P_{\text{доп}}; \text{КПД} \leq \text{КПД}_{\text{доп}}; M \leq M_{\text{доп}};$$

$$I_d \leq I_{\text{ИС доп}}.$$

На втором этапе оптимизации для каждого канала системы:

1. Целевая функция – минимизация времени заряда t_3 , для канала заряда ЕНЭ.

2. Ограничения в виде равенств: выходное напряжение источника питания $U_{\text{ИС}} = 20 \text{ В}$.

3. Ограничения в виде неравенств:

- суммарный входной ток ячеек канала I_{dk} не должен превосходить допустимой величины тока источника питания $I_{\text{ИС доп}}$.

$$I_{dk} \leq I_{\text{ИС доп}};$$

- выходное напряжение канала $U_{\text{вых}}$ не должно быть меньше требуемого напряжения заряда ЕНЭ $U_{\text{ЕНЭ}}$.

$$U_{\text{вых}} \geq U_{\text{ЕНЭ}};$$

- масса канала M_k не должна быть более допустимой $M_{k \text{ доп}}$.

$$M_k \leq M_{k \text{ доп}};$$

- величина КПД_k канала не должна быть ниже допустимой величины КПД_{k доп}.

$$\text{КПД}_k \geq \text{КПД}_{k \text{ доп}}.$$

Задача оптимизации второго этапа запишется следующим образом:

$$\min t_3 \text{ при } U_{\text{ИС}} = 20 \text{ В}; I_{dk} \leq I_{\text{ИС доп}}; U_{\text{вых}} \geq U_{\text{ЕНЭ}};$$

$$M_k \leq M_k \text{ доп}; \text{КПД}_k \leq \text{КПД}_k \text{ доп}.$$

На третьем этапе оптимизации

1. Целевая функция – минимизировать максимальное время заряда каналов ЕНЭ t_3 .

2. Ограничения в виде равенств: выходное напряжение $U_{\text{ИС}} = 20 \text{ В}$.

3. Ограничения в виде неравенств

• суммарный входной ток каналов I_{dkc} не должен превосходить допустимой величины тока источника питания $I_{\text{ИС доп}}$.

$$I_{dkc} \leq I_{\text{ИС доп}}.$$

Задача оптимизации третьего этапа: $\min (\max t_{3i}), i = 1, \dots, k$, где k – число каналов при $U_{\text{ИС}} = 20 \text{ В}, I_{dkc} \leq I_{\text{ИС доп}}$.

При такой постановке задачи оптимизации процесс получения оптимального результата подразумевается итерационным. Существует большое количество методов однокритериальной оптимизации. Одно из наиболее полных и систематических изложений этих методов дано в [7].

4. СХЕМЫ ЗАРЯДНЫХ УСТРОЙСТВ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

В соответствии с изложенным в [4] в качестве силовых схем ЗУ, на базе которых возможно построение многоканальной системы ЕНЭ, рассматриваются следующие схемы: мостовая схема (МС, рис. 3), мостовая с индуктивно-емкостным преобразователем (МСИЕП, рис. 4), однотактный преобразователь напряжения (ОПН, рис. 5), двухтактный преобразователь напряжения (ДПН, рис. 6).

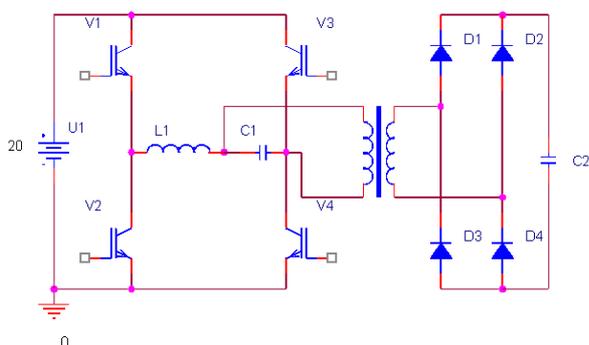


Рис. 3. Мостовая схема зарядного устройства емкостного накопителя энергии

Отметим, что отличительной особенностью всех схем является отсутствие обратных диодов, которые осуществляют рекуперацию энергии из

реактивных элементов схемы (включая нагрузку). Исключение диодов из схем приводит к увеличению расщепки выходного напряжения. Все схемы запитаны от источника напряжения 20 В. Максимально допустимый ток источника питания 1000 А. В качестве управляемых ключей применены IGBT транзисторы IRG4PH50U.

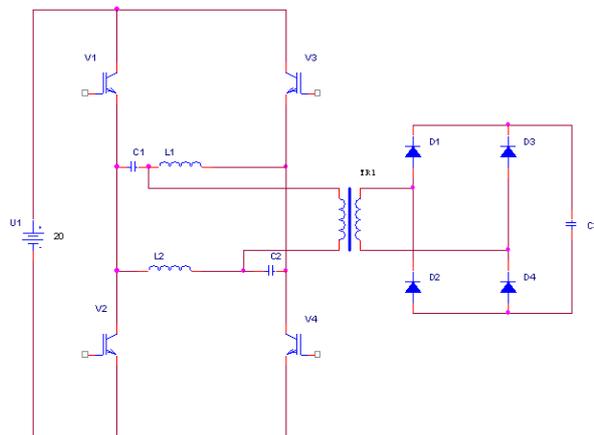


Рис. 4. Зарядное устройство на базе мостовой схемы с индуктивно-емкостным преобразователем

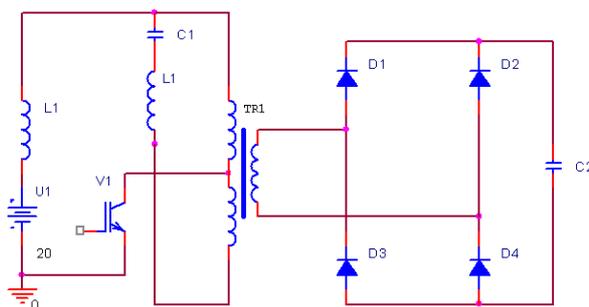


Рис. 5. Схема зарядного устройства на базе однотактного преобразователя напряжения

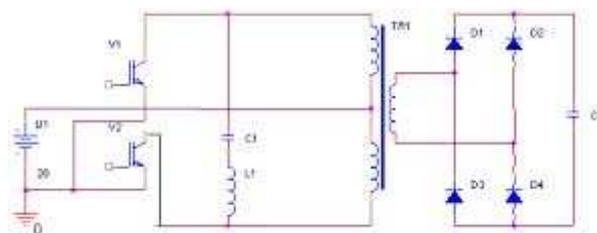


Рис. 6. Схема зарядного устройства на базе двухтактного преобразователя напряжения

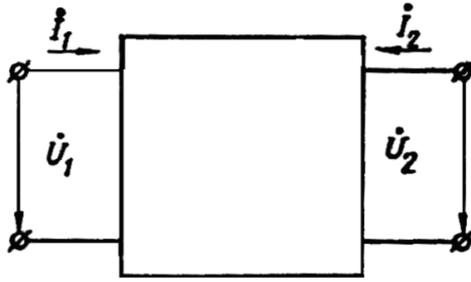


Рис. 10. Реализация ИЕП в виде четырехполюсника

Данный четырехполюсник может быть исследован в соответствии с любой из систем матричных уравнений:

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{vmatrix} &= Z \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \end{vmatrix}; \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \end{vmatrix} = y \begin{vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{vmatrix}; \begin{vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{vmatrix} = a \begin{vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{vmatrix}; \begin{vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{vmatrix} = \\ &= d \begin{vmatrix} U_2 \\ I_1 \end{vmatrix}; \begin{vmatrix} U_2 \\ I_1 \end{vmatrix} = f \begin{vmatrix} U_1 \\ I_2 \end{vmatrix}; \begin{vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{vmatrix} = b \begin{vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{vmatrix}, \end{aligned} \quad (15)$$

где z, y, \dots – матрицы параметров:

$$Z = \begin{vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{vmatrix}; y = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{vmatrix}; \dots \quad (16)$$

Чтобы четырехполюсник представлял собой ИЕП необходимо потребовать выполнения следующих соотношений параметров для каждой из форм записи:

$$z_{11} = 0; y_{22} = 0; a_{11} = 0; \det d = 0; \det f = \infty; b_{22} = 0. \quad (17)$$

В этом случае ток в нагрузке не зависит от ее сопротивления, а следовательно, и от напряжения на ней и определяется только входным напряжением и передаточным сопротивлением:

$$I_2 = z_{12}^{-1} U_1 = y_{21} U_1 = a_{12}^{-1} U_1 = b_{21} U_1 = \frac{d_{22}}{d_{11}} U_1 = \frac{-f_{11}}{f_{22}} U_1.$$

Так как четырехполюсник пассивный, то он обратимый и следовательно

$$z_{12} + z_{21} = 0.$$

Тогда матрица параметров обобщенного преобразователя имеет вид:

$$Z = \begin{vmatrix} 0 & z_{12} \\ -z_{12} & z_{22} \end{vmatrix} \quad (18)$$

$$U_1 = z_{12} I_2; U_2 = -z_{12} I_1 + z_{22} I_2. \quad (19)$$

Если четырехполюсник симметричный, то $z_{22} = z_{11} = 0$ и

$$Z_c = \begin{vmatrix} 0 & z_{12} \\ -z_{12} & 0 \end{vmatrix}; U_1 = z_{12} I_2; U_2 = -z_{12} I_1. \quad (20)$$

Так как ни дроссели, ни конденсаторы, входящие в ИЕП, не являются идеальными, то есть имеют конечные индуктивное и емкостное сопротивления, то значения z_{11}, z_{12} равные

$$Z_{11} = (U_1 / I_1) \text{ при } I_2 = 0; Z_{22} = (U_2 / I_2) \text{ при } I_1 = 0 \quad (21)$$

могут быть равны нулю лишь приближенно, однако при больших значениях добротности [6] величина выходного напряжения может быть достаточно большой. На степень приближения реального ИЕП к идеальному влияют значения z_{11} и z_{12} .

Минимальные значения суммарных реактивных мощностей ИЕП можно определить с помощью энергетических функций, равных соответственно:

$$T_0 = \sum_{k,i=0}^n L_{k,i} I_i I_k^*; V_0 = \sum \frac{1}{C_{k,i}} I_i I_k^*. \quad (22)$$

В (22) I_i, I_k^* – изображение по Лапласу контурных токов в каждом из n независимых контуров и сопряженных контурных токов. Реактивные мощности связаны с энергетическими функциями следующим образом:

$$Q_L = \omega T_0; Q_C = V_0 / \omega, \quad (23)$$

где ω – текущая частота, Q_L, Q_C – реактивные мощности всех индуктивностей и емкостей. Считая элементы четырехполюсника чисто реактивными, то есть принимая $z_{11} = x_{11}, z_{12} = x_{12}$ для суммарной реактивной мощности элементов однофазного симметричного ИЕП, имеем [8]:

$$Q_\Sigma = Q_L + Q_C = U^2 \omega_0 \left(\frac{\partial x_{11}}{\partial \omega} \right)_{\omega=\omega_0} \frac{x_{12}^2(\omega_0) + R_H^2}{x_{12}^2(\omega_0)}. \quad (24)$$

Из (24) следует, что минимальная удельная мощность равная:

$$q_\Sigma = \frac{Q}{P_H} = f(R_H). \quad (25)$$

принимает наименьшее значение, если $R_H = x_{12}(\omega_0)$, а величина q_Σ определяется так:

$$q_\Sigma = \frac{2\omega_0}{x_{12}(\omega_0)} \left(\frac{\partial x_{11}}{\partial \omega} \right)_{\omega=\omega_0}. \quad (26)$$

Минимальное значение q_Σ для однофазных симметричных преобразователей равно 2.

Таким образом, анализируя свойства однофазных ИЕП, можно сформулировать основные положительные качества преобразователя:

схемная и конструктивная простота, обеспечивающая высокую надежность; высокие КПД и $\cos \varphi$; нечувствительность к коротким замыканиям в цепи нагрузки; практическая безинерционность.

К недостаткам ИЕП следует отнести принципиальную невозможность выполнить преобразователь с $q_{\Sigma} < 2$.

Известны схемы одноконтурных преобразователей напряжения с резонансным контуром [15, 16]. Один из вариантов такой схемы приведен на рис. 5 и работает следующим образом. При открывании транзисторного ключа в реактивных элементах колебательного контура, состоящего из индуктивностей $L1$, $L2$ и индуктивностей обмоток и емкости $C1$, токи в транзисторе, нагрузке и емкости начинают плавно нарастать, при этом часть энергии от источника через обмотки трансформатора передается в нагрузку, а другая часть запасается в реактивных элементах. При отключении транзистора, запасенная в индуктивностях энергия перекачивается в колебательном контуре и нагрузке. По окончании этого процесса, емкость контура начинает разряжаться, при этом ток через трансформатор течет в противоположном направлении. Часть энергии емкости колебательного контура переходит в нагрузку, а часть запасается в индуктивностях трансформатора и индуктивности $L2$. Индуктивность $L1$, отдав свою энергию при отключении транзистора в емкость, способствует уменьшению пульсаций тока в источнике. Процесс раскачки выходного напряжения протекает аналогично процессу в мостовом преобразователе.

Известны двухтактные преобразователи на полевых транзисторах с резонансным контуром [16], где роль индуктивности играет входная обмотка трансформатора. Параллельно к ней подключена емкость, подбираемая по заданной частоте. Такая схема позволяет осуществлять мягкую коммутацию ключей преобразователя и повысить надежность преобразователя. Модифицировав схему, заменив параллельный колебательный контур последовательным колебательным контуром, получим преобразователь, пригодный для получения большого коэффициента усиления по напряжению.

Двухтактный преобразователь с резонансным контуром в отличие от мостового преобразователя имеет удвоенное напряжение на ключах и колебательном контуре. Следовательно, в колебательном контуре двухтактного преобразователя при прочих равнозначных параметрах

циркулирует энергия, большая, чем в колебательном контуре мостового преобразователя.

Рассмотрим работу двухтактного преобразователя в режиме максимальной раскачки. Его схема приведена на рис. 6. При включении первого ключа $V1$ энергия из источника переходит через трансформатор $TR1$ в нагрузку и частично запасается в колебательном контуре $C1L1$. Но в отличие от мостового преобразователя процесс перезаряда емкости колебательного контура происходит быстрее и через четверть периода ток ключа падает до нуля и к ключу $V1$ прикладывается обратное напряжение перезарядившегося колебательного контура $C1L1$. Ток в колебательном контуре продолжает спадать до нуля, при этом напряжение на обмотке трансформатора достигает максимума. Затем ток в колебательном контуре меняет знак и слабо нарастает в противоположном направлении до включения второго ключа $V2$ и процесс повторяется. Входной ток при этом носит прерывистый характер. По мере заряда емкости нагрузки энергия, передаваемая в нагрузку, уменьшается и увеличивается доля энергии циркулирующей в колебательном контуре, что приводит к увеличению напряжения на обмотках трансформатора и на нагрузке.

ВЫВОДЫ

Сформулированы основные допущения, применяемые при анализе зарядных устройств емкостных накопителей энергии.

Сформулированы критерии оптимизации зарядных устройств емкостных накопителей энергии. Прослежена их взаимосвязь.

Поставлена задача однокритериальной оптимизации зарядных устройств емкостных накопителей энергии. Проведено моделирование ряда схем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Таназлы Г. И., Мунасыпов Р. А. Особенности концептуального анализа схемотехнических вариантов зарядных устройств для емкостных накопителей энергии // Вестник УГАТУ. 2012. Т. 16, № 1. С. 112–120.
2. Таназлы Г. И., Мунасыпов Р. А. Проектирование сложных систем заряда емкостных накопителей энергии // Вестник УГАТУ. 2012. Т. 16, № 1. С. 133–142.
3. Болотовский Ю. И., Таназлы Г. И. OrCAD 9.x, OrCAD 10.x. Практика моделирования. М.: СОЛОН-Пресс, 2008. 208 с.

4. Разработка систем заряда емкостных накопителей энергии / Ю. И. Болотовский [и др.] // Силовая электроника. 2008. № 4. С. 49–56.

5. Булатов О. Г., Иванов В. С., Панфилов Д. И. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей. М.: Радио и связь, 1986. 180 с.

6. Казанцев В. Г., Рогинская Л. Э. Анализ способов автоподстройки частоты автономных инверторов, нагруженных на колебательный контур // Электротехника. 1994. № 4. С. 17–20.

7. Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэгсдел К. Оптимизация в технике. М.: Мир, 1986. 349 с.

8. Милях А. Н., Волков И. В. Системы стабилизированного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. Киев: Наукова думка, 1974. 216 с.

9. Нерезонансные режимы работы индуктивно-емкостных преобразователей / В. Н. Губаревич [и др.] // Регуляторы и стабилизаторы напряжения. Наукова думка, 1977. С. 38–44.

10. Милях А. Н., Кубышкин Б. Е., Волков И. В. Индуктивно-емкостные преобразователи напряжения в источники тока. Киев: Наукова думка, 1964. 303 с.

11. Принципы построения и оптимизация схем индуктивно-емкостных преобразователей / И. В. Волков [и др.]. Киев: Наукова думка, 1981. 176 с.

12. Деконовые системы преобразования электромагнитной энергии / Ю. А. Кашин [и др.] // Проблемы преобразовательной техники: тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. 1983. Ч. 6. С. 253–256.

13. Волков И. В., Закревский С. И., Пшеничный В. В. Гибридный элемент электрической цепи –

индукон и его использование в качестве преобразователя источника напряжения в источник тока // Проблемы преобразовательной техники: тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. 1983. Ч. 6. С. 250–252.

14. Кулинич В. А. Индуктивно-емкостные управляемые трансформирующие устройства // Электричество. 1982. № 12. С. 28–33.

15. Остапенко А. А., Рудык С. Д., Турганинов В. Е. Одноактные преобразователи с повышенным размахом индукции силового трансформатора // Проблемы преобразовательной техники: тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. 1983. Ч. 6. С. 194–197.

16. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э. М. Ромаш [и др.]. М.: Радио и связь, 1988. 235 с.

ОБ АВТОРАХ

Мунасыпов Рустем Анварович, проф. каф. техн. кибернетики. Дипл. инженер по электронике (УАИ). Д-р техн. наук по системному анализу и управлению (УГАТУ). Иссл. в обл. робототехники.

Таназлы Георгий Иванович, доц. каф. автомат. проектирования информ. систем. Дипл. магистр по информатике и вычислительн. технике (УГАТУ, 2002). Канд. техн. наук по матем. моделированию, числ. методам и комплексам программ (УГАТУ, 2005). Иссл. в обл. матем. моделирования.

Таназлы Андрей Иванович, асп. каф. техн. кибернетики. Дипл. специалист по защите информации (УГАТУ, 2009). Иссл. в обл. мат. моделирования.