

## ИНФОРМАЦИОННОЕ, МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

УДК 621.314

[https://doi.org/10.18503/2311-8318-2020-4\(49\)-64-72](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2020-4(49)-64-72)Юдинцев А.Г.<sup>1</sup>, Ткаченко А.А.<sup>1</sup>, Ляпунов Д.Ю.<sup>1,2</sup><sup>1</sup>Научно-исследовательский институт автоматики и электромеханики ТУСУР, Томск<sup>2</sup>Национальный исследовательский Томский политехнический университет**ФОРМИРОВАТЕЛЬ ТОКА ИМИТАТОРА НАГРУЗОК ДЛЯ НАЗЕМНЫХ ИСПЫТАНИЙ СИСТЕМ  
ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ**

В статье представлена нелинейная непрерывная математическая модель формирователя тока на базе замкнутого по входному току повышающего DC-DC-преобразователя. Этот преобразователь представляет собой подсистему имитатора нагрузок для наземных испытаний систем электроснабжения автономных объектов небольшой мощности (до нескольких десятков киловат) различного назначения. Расчётное значение формируемого тока нагрузки составляет 180 А, принятое за центр разложения. Формируемый ток должен варьироваться в пределах  $\pm 10\%$  относительно этого центра. Модель формирователя тока реализована как в непрерывной, так и в дискретной форме в среде Matlab Simulink с учётом параметрических возмущений в виде изменения эквивалентного выходного сопротивления преобразователя. Подтверждена адекватность разработанных моделей. Получена передаточная функция по току повышающего DC-DC-преобразователя с допущением постоянства его параметров. Эта функция реализована в виде структурной схемы и применена в качестве линеаризованной модели разомкнутого контура формирователя тока, что позволило использовать её для настройки регулятора тока. Результаты настроек на модульный, линейный и симметричный оптимумы проверены на нелинейной непрерывной модели. Эта модель позволяет выявлять особенности функционирования формирователя тока на этапе разработки с учётом разброса параметров компонентов силовых схем, оптимально настраивать регуляторы и подстраивать их с учётом формируемого тока нагрузки. Для настроенного на симметричный оптимум замкнутого контура формирователя тока проведен расчёт параметров задатчика интенсивности с целью уменьшения перерегулирования при пуске и предотвращения ограничения выхода регулятора на нулевом уровне. Регулятор обеспечивает заданный ток формирователя нагрузки во всём диапазоне, определяемом  $10\%$ -й окрестностью центра разложения. Предложенный подход позволяет значительно сократить временные и стоимостные затраты на процесс разработки формирователя тока в составе имитатора нагрузок для систем электроснабжения автономных объектов. Численные эксперименты, проведённые на непрерывной нелинейной модели, подтверждают правильность принятых допущений, что позволяет применять полученную модель для разработки различных вариантов имитаторов нагрузок.

**Ключевые слова:** формирователь тока, имитатор нагрузки, наземные испытания, система электроснабжения, автономный объект, повышающий DC-DC преобразователь, настройка регулятора, центр разложения, имитационная модель.

**ВВЕДЕНИЕ**

В настоящее время для наземных испытаний систем электроснабжения (СЭС) автономных объектов, применяемых в космосе и под водой (спутники и необитаемые подводные аппараты), в которых солнечные и аккумуляторные батареи применяются в качестве источников питания, используются формирующие ток нагрузки устройства, называемые имитаторами нагрузок (ИН). В состав ИН входит формирователь тока на базе повышающего DC-DC-преобразователя, замкнутого по входному току, являющемуся током нагрузки СЭС.

Методика разработки имитатора нагрузки освещена в статье [1], где отмечается важность построения математических и имитационных моделей силовых преобразователей с учётом разброса параметров элементов преобразователя (сопротивлений, индуктивностей, ёмкостей) на этапе разработки. Эти модели могут служить «цифровыми двойниками» силовых преобразователей как на этапе их разработки, так и в период эксплуатации для организации систем управления, чувствительных к изменениям параметров устройства. Там же проведено сравнение динамических характеристик, снятых на макетном образце повышающего DC-DC-преобразователя и на его модели в среде

Matlab Simulink, подтверждена адекватность модели и возможность её применения для настройки регуляторов.

В статье [2] приведён обзор систем электроснабжения космических аппаратов, сформулированы требования к современным энергопреобразующим испытательным комплексам, имитирующим различные режимы работы систем электроснабжения и их электрические нагрузки.

Особенности проектирования и моделирования силовой части и системы управления имитатора солнечной батареи, задействованной в качестве источника питания на космическом аппарате, описана в статье [3], где учитывается нелинейность ВАХ солнечной батареи и рассматривается алгоритм работы системы управления.

Настоятельная необходимость применения современных программных продуктов для моделирования и разработки силовых преобразователей электроэнергии отмечается в [4-6], так как численные эксперименты в среде Matlab Simulink практически идентичны натурным экспериментам в процессе разработки силовых преобразователей электроэнергии.

**ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ**

В данной статье объектом исследования является формирователь тока на базе повышающего DC-DC-преобразователя напряжения (рис. 1) и его система управления.

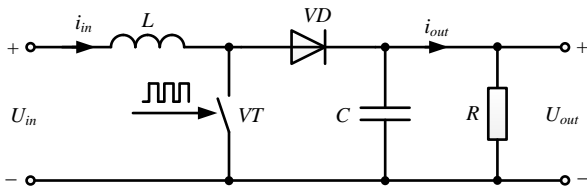


Рис. 1. Электрическая принципиальная схема повышающего DC-DC-преобразователя напряжения:  $L$  – дроссель;  $C$  – конденсатор;  $R$  – сопротивление нагрузки;  $VT$  – транзистор;  $VD$  – диод;  $U_{in}$  – входное напряжение;  $U_{out}$  – выходное напряжение;  $i_{in}$  – входной ток;  $i_{out}$  – ток нагрузки (сигнал управления показан в виде серии импульсов);  $L = 100$  мкГн,  $C = 1000$  мкФ,  $R = 3,33$  Ом

Для рассматриваемого ИН в качестве расчётного тока нагрузки является значение 180 А, которое принято за центр разложения. Диапазон изменения этого тока составляет  $\pm 10\%$ , т.е. от 162 до 198 А. Перерегулирование не должно превышать 10% при набросе и сбросе нагрузки (переход из одного статического режима в другой). Формирователь тока должен обеспечивать заданное значение тока нагрузки при возможном 10%-м изменении эквивалентного сопротивления нагрузки. Коэффициент пульсаций тока в установившемся режиме не должен превышать 2,5%.

Система уравнений, описывающая данную схему, имеет вид [7]:

$$\begin{cases} \frac{di_{in}(t)}{dt} = \frac{1}{L}(U_{in}(t) - (1-D(t))U_{out}(t)); \\ \frac{dU_{out}(t)}{dt} = \frac{1}{C}((1-D(t))i_{in}(t) - i_{out}(t)), \end{cases} \quad (1)$$

где  $D(t)$  – текущее значение скважности импульсов, которое можно рассматривать как непрерывную, так и импульсную периодическую функцию времени. Этой системе уравнений соответствует структурная схема (рис. 2) с учётом того, что  $i_{out}(t) = U_{out}(t)/R$ .

Для сокращения временных и стоимостных затрат на синтез и, если это необходимо, подстройку регулятора, важно иметь линеаризованную модель объекта управления (повышающего DC-DC-преобразователя). В этом случае представляется возможным использовать стандартные методики настройки регуляторов на модульный, линейный и симметричный оптимумы [8]. Для этой цели преобразуем структурную схему (см. рис. 2) таким образом, чтобы входной величиной являлся сигнал задания на ток нагрузки.

Для повышающего преобразователя с идеальными элементами применимо следующее уравнение энергетического баланса, представленное в [9]:

$$U_{in}i_{in} = U_{out}i_{out}. \quad (2)$$

Выходное напряжение с учётом скважности импульсов выражается формулой

$$U_{out} = \frac{1}{1-D}U_{in}, \quad (3)$$

где, как отмечалось выше, выходной ток

$$i_{out}(t) = \frac{U_{out}(t)}{R}. \quad (4)$$

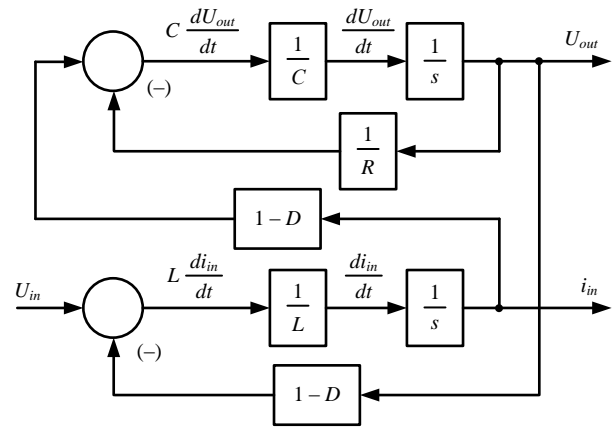


Рис. 2. Структурная схема повышающего преобразователя

Подставим выражения (3) и (4) в уравнение (2), выразив входной ток  $i_{in}$ . Получим соотношение:

$$i_{in} = \frac{U_{in}}{R(1-D)^2}. \quad (5)$$

Из этого соотношения находим величину  $1-D$ , которая присутствует в структурной схеме (см. рис. 2) в качестве задающего сигнала (входа):

$$1-D = \sqrt{\frac{U_{in}}{i_{in}R}}. \quad (6)$$

Из уравнения (6) вычисляем значение скважности  $D$ , при котором задание на входной ток  $i_{ref} = 180$  А, что соответствует половине максимального тока:

$$D = 1 - \sqrt{\frac{U_{in}}{i_{ref}R}} = 1 - \sqrt{\frac{27}{180 \cdot 3,33}} = 0,79 = \text{const}. \quad (7)$$

Нелинейная структурная схема повышающего преобразователя, который представляет собой разомкнутый контур формирователя тока с заданием на ток  $i_{ref}$  в качестве входной величины, приведена на рис. 3.

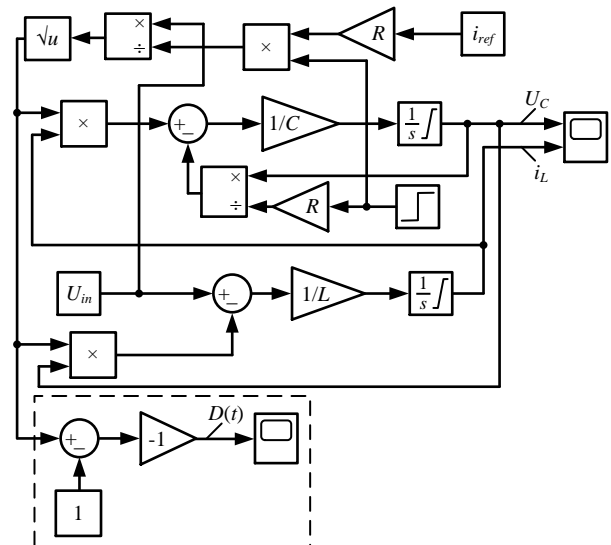


Рис. 3. Нелинейная структурная схема повышающего преобразователя, реализованная в среде *Matlab Simulink*, с током задания  $i_{ref}$  в качестве входной величины

Разработанная схема позволяет исследовать переходные характеристики повышающего DC-DC-преобразователя с учётом возможности изменения эквивалентного сопротивления нагрузки на выходе преобразователя в пределах  $\pm 10\%$ . При этом к известной структурной схеме силовой части добавлена система управления, в которой задающим сигналом является ток  $i_{ref}$ , а зависящая от скважности импульсов величина  $1 - D$  вычисляется на основе соотношения (6). Для вычисления текущего значения скважности импульсов  $D$  схема (см. **рис. 3**) дополнена соответствующим блоком в нижней части рисунка, обведённым штриховой линией и реализующим выражение (7). Применительно к разомкнутой системе на выходе этого блока будет постоянное значение скважности импульсов  $D = 0,79$ .

Переходные характеристики входного тока и выходного напряжения, полученные при исследовании моделей (**рис. 2 и 3**), приведены на **рис. 4**.

Как видно из графиков, характеристики совпадают с высокой степенью точности. Укрупнённый фрагмент кривой входного тока для установившегося режима работы, где можно оценить различие между непрерывной и дискретной моделями, приведён в верхней части **рис. 4**. Размах пульсаций входного тока не превышает 4,2 А, что соответствует коэффициенту пульсаций, равному 2,33%. Следовательно, структурную схему можем применять как базовую для исследования формирователя тока и синтеза его регулятора. Для этой цели воспользуемся структурной схемой на **рис. 3**. Таким образом, мы имеем дело с непрерывной системой автоматического управления повышающим DC-DC-преобразователем, позволяющей исследовать качество настройки регулятора тока. Саму же настройку проводим на линеаризованной модели преобразователя, представленной в виде передаточной функции, где коэффициенты постоянны, а меняется лишь сигнал ошибки, равный разности сигнала задания  $i_{ref}$  и обратной связи  $i_{in}$ .

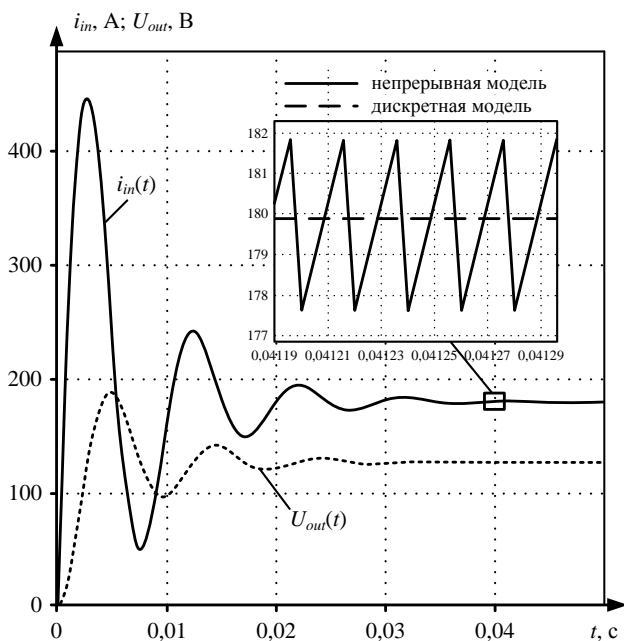


Рис. 4. Переходные характеристики входного тока и выходного напряжения

Для вывода передаточной функции линеаризованной модели повышающего DC-DC-преобразователя воспользуемся методикой, представленной в [10] и структурной схемой на **рис. 2**, в которой входной величиной является  $U_{in}$ , а выходной –  $i_{in}$ . При этом скважность импульсов примем равной  $D = 0,79$ .

Вывод осуществляется на основании структурной схемы на **рис. 2** следующим образом:

$$\begin{aligned}
 W_n(s) &= \frac{i_{in}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{\frac{1}{Ls}}{1 + (1-D)^2 \frac{1}{Ls} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Cs}{1 + \frac{1}{RCs}}}} = \\
 &= \frac{\frac{1}{Ls}}{1 + (1-D)^2 \frac{1}{Ls} \cdot \frac{R}{1 + RCs}} = \\
 &= \frac{RCs + 1}{LRCs^2 + Ls + (1-D)^2 R} = \\
 &= \frac{1}{(1-D)^2 R} \cdot \frac{RCs + 1}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{1}{(1-D)^2} \frac{L}{R} s + 1}.
 \end{aligned} \quad (8)$$

Проведём ряд замен в выражении (8):  $K = 1/[(1-D)^2 R]$ ;  $T_1 = RC$ ;  $T_2 = \sqrt{LC}/(1-D)$ . В результате преобразований получаем компактное выражение для передаточной функции линеаризованной модели устройства при условии малого изменения скважности импульсов  $D$ :

$$W_n(s) = K \frac{T_1 s + 1}{T_2^2 s^2 + 2\xi T_2 s + 1}; \quad (9)$$

$$\xi = \frac{L}{2(1-D)R\sqrt{LC}},$$

где  $\xi$  – коэффициент демпфирования.

Далее преобразуем передаточную функцию (9) таким образом, чтобы входной величиной являлся ток задания, как это показано на **рис. 3**. С этой целью принимаем допущение, что  $U_{in} = \text{const} = 27$  В, включая промежуток времени до момента  $t = 0$ . Таким образом:

$$\begin{aligned}
 W_{ni}(s) &= W_n(s) \frac{U_{in}(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{i_{in}(s)}{U_{in}(s)} \cdot \frac{U_{in}(s)}{i_{ref}(s)} = \\
 &= \frac{U_{in}}{i_{ref}} K \frac{T_1 s + 1}{T_2^2 s^2 + 2\xi T_2 s + 1} = \\
 &= \frac{T_1 s + 1}{T_2^2 s^2 + 2\xi T_2 s + 1},
 \end{aligned} \quad (10)$$

где  $i_{ref} = i_{ref}(s)|_{s=0} = \text{const} = 180$  А – установившееся значение задания на входной ток,  $(U_{in}/i_{ref})K = 1$  согласно выражению (5) и замене, проведённой в выражении (8).

Линеаризованная имитационная модель преобразователя представлена на **рис. 5**.

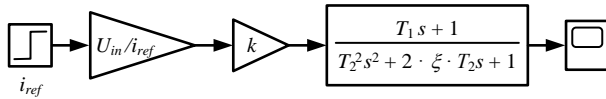


Рис. 5. Линеаризованная модель повышающего DC-DC-преобразователя в среде Matlab Simulink:

$$i_{ref} = 180 \text{ А}, U_{in} = 27 \text{ В}, K = 6,67, T_1 = 3,33 \cdot 10^{-3} \text{ с}, \\ T_2 = 1,49 \cdot 10^{-3} \text{ с}, \xi = 0,224$$

Отметим, что в этой схеме скажность импульсов является составляющей параметров  $K$ ,  $T_2$ ,  $\xi$  (см. выражения (8) и (9)) в предположении, что она варьируется в малой окрестности значения  $D = 0,79$ , что приемлемо для режимов, близких к расчётному.

Сопоставляя переходные процессы по входному току  $i_{in}(t)$  для схем рис. 3 и 5, видим, что они абсолютно идентичны для заданного фиксированного значения скажности импульсов и соответствуют кривой  $i_{in}(t)$ , представленной на рис. 4. Следовательно, предположение, что линеаризованная модель повышающего DC-DC-преобразователя применима для настройки регулятора формирователя тока в некоторой окрестности скажности импульсов  $\Delta D$ , достоверно. Эту гипотезу можно проверить, настроив формирователь тока на ряд оптимумов, существующих в практике автоматического управления.

Воспользуемся оптимальными настройками, которые применяются для синтеза систем управления [11, 12]. Желаемые передаточные функции разомкнутого контура при настройке на модульный и линейный оптимумы (МО и ЛО) соответственно имеют следующий вид:

$$W_{раз}^{ж(МО)}(s) = \frac{1}{2T_\mu s(T_\mu s + 1)}, \quad (11)$$

$$W_{раз}^{ж(ЛО)}(s) = \frac{1}{4T_\mu s(T_\mu s + 1)}, \quad (12)$$

где  $T_\mu$  – малая некомпенсируемая постоянная времени.

Рассмотренная функция для симметричного оптимума (СО) запишется как:

$$W_{раз}^{ж(СО)}(s) = \frac{8T_\mu s + 1}{4T_\mu^2 s^2 (T_\mu s + 1)}. \quad (13)$$

Для вывода передаточных функций регуляторов поделим выражения (10)–(12) на передаточную функцию (9), положив, что

$$T_\mu = \frac{1}{(1-D)^2} \frac{L}{R} = 2\xi T_2 = 6,67 \cdot 10^{-4} \text{ с}$$

ввиду невозможности разложить знаменатель функции (10) на множители. При изменении токового режима ИН значение  $T_\mu$ , согласно приведённой выше формуле, и других параметров, содержащихся в выражениях передаточной функции разомкнутого контура тока (8)–(10), будут варьироваться, так как будет меняться скажность импульсов  $D$ . Однако, как показали исследования [1], эти изменения будут малыми, в пре-

делах 5% для всего диапазона формируемого тока. На этих основаниях примем, что в 10%-й окрестности центра разложения регулятор обеспечит заданный режим работы без его подстройки и изменения структуры.

Полученные передаточные функции регуляторов имеют вид:

$$W_{рег}^{(МО)}(s) = \frac{T_2^2 s^2 + T_\mu s + 1}{2T_\mu s(T_\mu s + 1)(T_1 s + 1)}, \quad (14)$$

$$W_{рег}^{(ЛО)}(s) = \frac{T_2^2 s^2 + T_\mu s + 1}{4T_\mu s(T_\mu s + 1)(T_1 s + 1)}, \quad (15)$$

$$W_{рег}^{(СО)}(s) = \frac{(8T_\mu s + 1)(T_2^2 s^2 + T_\mu s + 1)}{4T_\mu^2 s^2 (T_\mu s + 1)(T_1 s + 1)}. \quad (16)$$

Несмотря на громоздкость выражений (14)–(16), они соответствуют структурно устойчивым звеньям, пригодным для реализации как в непрерывном, так и в дискретном виде.

Для исследования синтезированных регуляторов приведём замкнутые по току модели повышающего DC-DC-преобразователя в Matlab Simulink – нелинейную (рис. 6) с вычислением величины  $D(t)$  в блоке, выделенным штриховой линией, и линеаризованную (рис. 7). Передаточные функции регуляторов последовательно в ходе численных экспериментов вводятся в блок Controller. Здесь  $n = n(s)$  – числитель передаточных функций регуляторов (14)–(16) для каждого из оптимумов, а  $d = d(s)$  – их знаменатель.

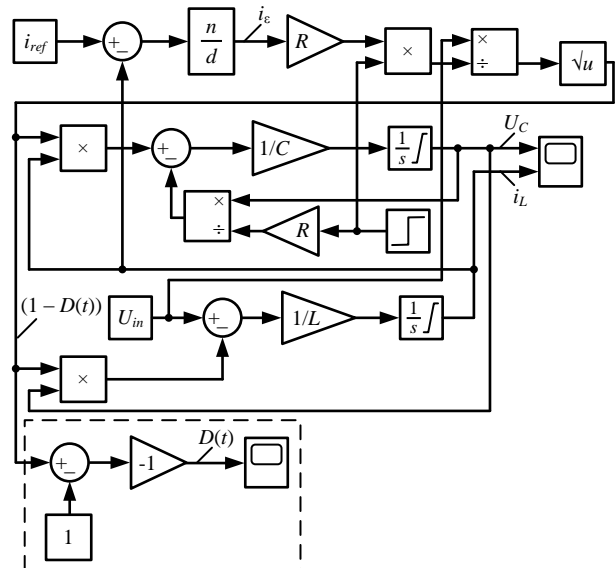


Рис. 6. Нелинейная замкнутая структурная схема формирователя тока в среде Matlab Simulink

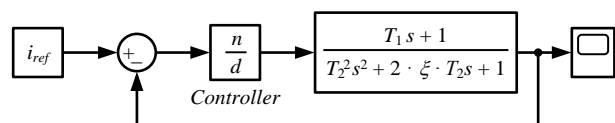
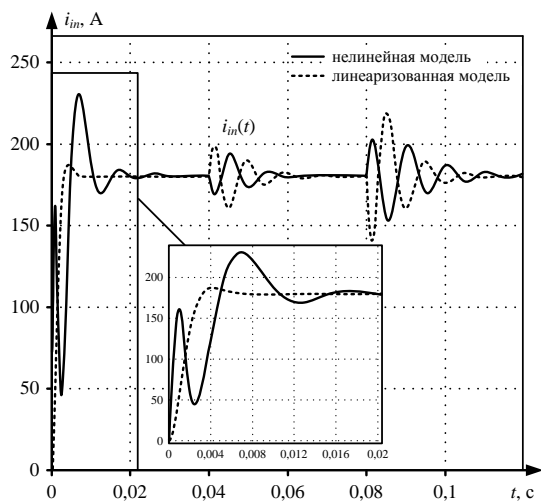


Рис. 7. Линеаризованная модель замкнутого по току повышающего DC-DC-преобразователя в среде Matlab Simulink

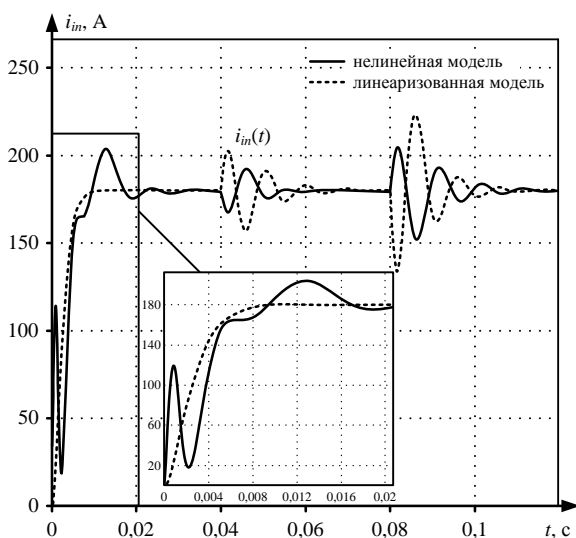
Переходные процессы по входному току  $i_{in}(t)$  в замкнутой системе приведены на **рис. 8–10** для каждой настройки. Одновременно показаны графики для нелинейной (см. **рис. 6**) и линеаризованной (см. **рис. 7**) замкнутых по току моделей. Введено параметрическое возмущение в виде скачкообразного 10%-го уменьшения и увеличения сопротивления нагрузки  $R$  в моменты времени  $t_1 = 0,04$  с и  $t_2 = 0,08$  с соответственно. Также показаны увеличенные фрагменты начального запуска формирователя тока на 180 А.

Как видно из **рис. 8–10**, для нелинейных моделей при рассматриваемых настройках наблюдаются высокие значения перерегулирования по сравнению с линеаризованными только в период пуска. При набросе же и сбросе нагрузки перерегулирования в случае нелинейных моделей меньше, чем для их линейных аналогов. В **таблице** приведены основные показатели качества динамических характеристик (см. **рис. 8–10**) – время переходного процесса  $t_{пн}$  и перерегулирование  $\sigma$ .

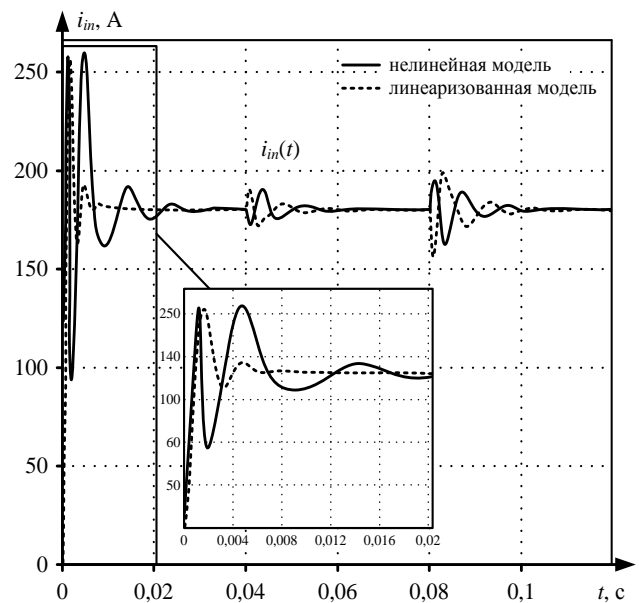
На основании этой таблицы выбираем настройку повышающего DC-DC-преобразователя на симметричный оптимум как базовую, так как при набросе и сбросе нагрузки она обеспечивает лучшие показатели качества – малое перерегулирование и время переходного процесса.



**Рис. 8.** Кривые входного тока в замкнутой системе при настройке на МО



**Рис. 9.** Кривые входного тока в замкнутой системе при настройке на ЛО



**Рис. 10.** Кривые входного тока в замкнутой системе при настройке на СО

На **рис. 11** для нелинейной модели в одних осях проиллюстрированы нормированная кривая входного тока  $i_{in}^*(t)$ , отнесённого к значению 180 А, и скважность импульсов  $D(t)$  при выходе тока нагрузки на номинальное значение и настройке на СО.

Укрупнённый фрагмент кривой  $D(t)$  иллюстрирует её «провал» в отрицательную область в период пуска, что, безусловно, решается путём ограничения выхода регулятора в пределах от 0 до 1 о.е. Однако в практике разработки систем автоматического управления желательно стремиться к тому, чтобы управляющий сигнал находился в допустимых пределах, не приводя к ограничению выхода регулятора. Обеспечение этого условия является актуальной задачей для разработчиков нелинейных систем автоматического управления, решение которой позволяет достигать полной управляемости преобразователей с обратной связью для всех возможных статических и динамических режимов работы силовых преобразователей.

Для запуска повышающего DC-DC-преобразователя в работу предлагается применить линейное нарастание задания на ток, интенсивность которого определяется из снятых переходных процессов при скачкообразном сигнале  $i_{ref}$  (см. **рис. 10, 11**). Интенсивность нарастания этого сигнала при плавном пуске составила 3,5 А/мс с начальным значением 40 А. Это значение обусловлено исключением ограничения выхода регулятора на нулевом уровне в начале пуска (см. укрупнённый фрагмент на **рис. 11**). Таким образом,  $i_{ref}$  нарастает от 40 до 180 А за время 40 мс.

Кривые входного тока настроенного на СО повышающего DC-DC-преобразователя при плавном пуске приведены на **рис. 12**.

Показатели качества переходных процессов

Оптимум Режим	Модульный						Линейный						Симметричный					
	Пуск		Наброс		Сброс		Пуск		Наброс		Сброс		Пуск		Наброс		Сброс	
Модель (Л – линеаризованная, Н – нелинейная)	Л	Н	Л	Н	Л	Н	Л	Н	Л	Н	Л	Н	Л	Н	Л	Н	Л	Н
$t_{пп}$ , мс	2,76	13,5	10	6,8	15,5	4,68	6,33	15,5	11,5	7,4	12,8	13,1	5,32	15,3	1,1	4,1	4,35	4,55
$\sigma$ , %	4,32	28,1	10,9	7,5	22	15,5	0	13,2	12,9	7,17	25,7	15,4	42,1	44,2	6,33	5,8	13,4	9,9

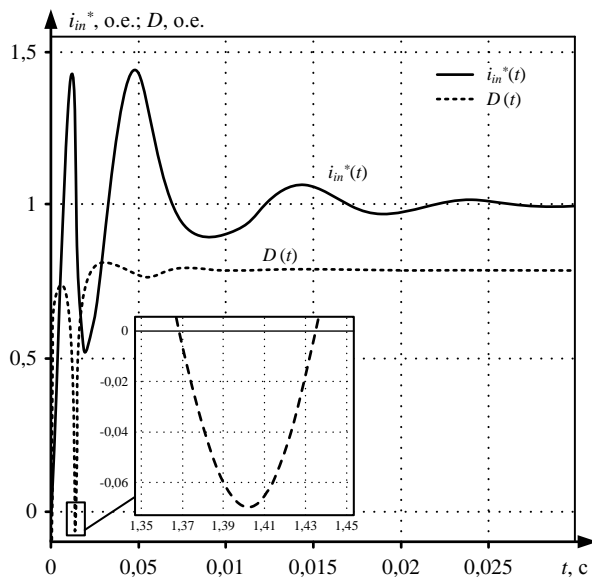


Рис. 11. Нормированная кривая входного тока и скажность импульсов при настройке на СО

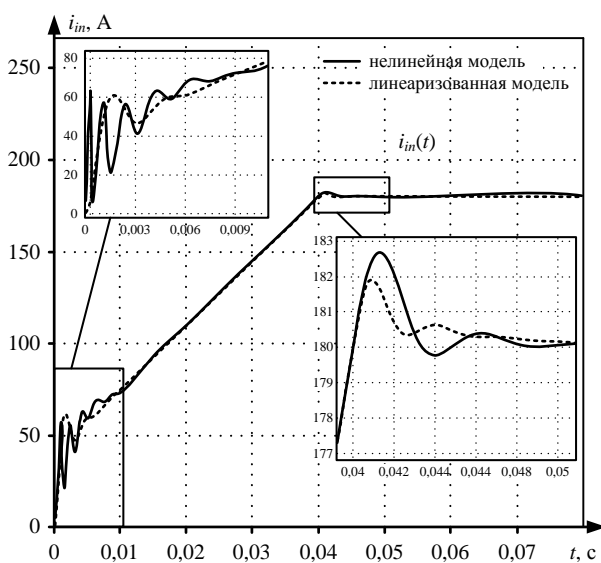


Рис. 12. Кривые входного тока при плавном пуске настроенного на СО повышающего DC-DC преобразователя

Различия результатов, полученных на нелинейной и линеаризованной моделях, видны из двух укрупнённых участков переходных характеристик (рис. 12). Однако максимальная динамическая ошибка не превышает 0,5%. Это говорит о том, что при настройке плавного пуска замкнутого повышающего DC-DC-преобразователя можно пользоваться линеаризованной моделью как надёжным ориентиром в процессе проектирования систем управления.

Проверим принятую настройку на нелинейной модели для крайних значений диапазона формируемого

тока нагрузки, задав установившиеся значения заданий на ток  $i_{ref1} = 162$  А,  $i_{ref2} = 198$  А (рис. 13). Время нарастания оставим прежним – 40 мс, как и начальное значение задания – 40 А для обоих случаев.

Приведённые кривые подтверждают возможность применения регулятора, настроенного на расчётный режим в 10%-й окрестности центра разложения. Величины установившихся токов нагрузки равны соответствующим заданиям.

Начиная с момента времени 0,05 с, сформируем полный цикл нагружения системы электроснабжения автономного объекта следующим образом (рис. 14). В момент времени  $t_1 = 0,05$  с задание на ток нагрузки меняется со 180 до 162 А, затем после окончания переходного процесса и выхода на статический режим в момент времени  $t_2 = 0,07$  с происходит «возвращение» в точку, соответствующую центру разложения  $i_{in} = 180$  А. Далее в момент времени  $t_3 = 0,09$  с задание на ток меняется со 180 до 198 А, после чего в момент времени  $t_4 = 0,09$  с ток снова соответствует расчётному значению 180 А.

Кривая  $i_{in}(t)$ , приведённая на этом рисунке, подтверждает правильность принятых допущений и соответствует условиям технического задания. Перерегулирование для всех переходных процессов не превышает 10%. Кроме того, при изменении задания на ток от 162 до 198 А скажность импульсов  $D$  будет меняться от 0,776 до 0,798. Следовательно, параметры передаточной функции линеаризованной модели будут меняться не более чем на 1,4% относительно значений, соответствующих центру разложения ( $i_{in} = 180$  А при  $D = 0,79$ ) во всём диапазоне формируемого тока. Это ещё раз подтверждает возможность использования линеаризованной модели для настройки регулятора тока.

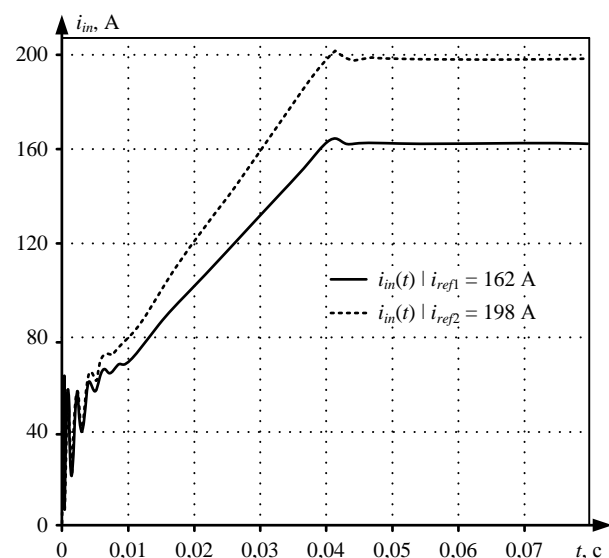


Рис. 13. Кривые тока нагрузки для крайних значений диапазона формируемого тока

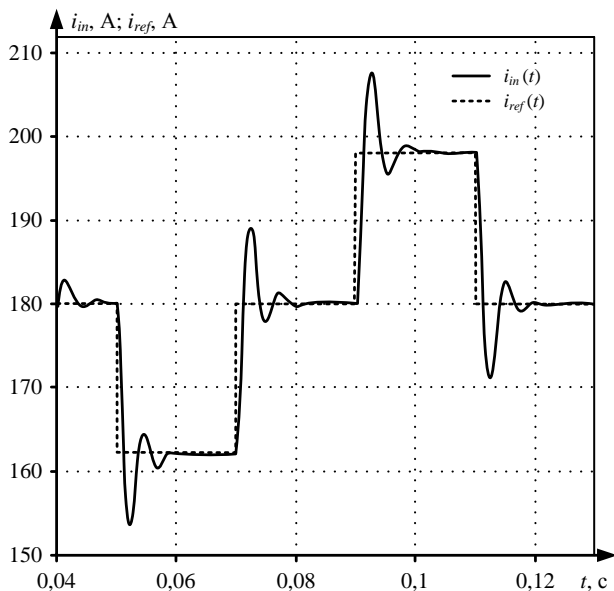


Рис. 14. Цикл нагружения системы электроснабжения автономного объекта

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлена нелинейная модель формирователя тока на базе повышающего DC-DC-преобразователя и предложена методика использования его линеаризованной модели для настройки регулятора. Получены основные соотношения для реализации структурной схемы нелинейной модели преобразователя, где входной величиной является задание на входной ток  $i_{ref}$  повышающего DC-DC-преобразователя. Выведена передаточная функция линеаризованной модели для режима работы, близкого к расчётному, при  $i_{ref} = 180$  А. Эта функция используется для настройки регулятора преобразователя на модульный, линейный и симметричный оптимумы. Переходные процессы по входному току в замкнутом по входному току повышающем DC-DC-преобразователе для нелинейной и линеаризованной моделей заметно отличаются друг от друга в период пуска. Однако кривые тока имеют одинаковые установившиеся величины, соответствующие заданию на ток. Кроме того, применительно к рассмотренным нелинейной и линеаризованной моделям (см. рис. 6 и 7 соответственно) регуляторы позволяют поддерживать заданное значение тока нагрузки при параметрических возмущениях в виде изменения эквивалентного выходного сопротивления преобразователя на 10% в меньшую и большую сторону. В качестве базовой была выбрана настройка замкнутого по току повышающего DC-DC-преобразователя на симметричный оптимум, так как это обеспечивает наименьшие значения времени переходного процесса и перерегулирования при варьировании эквивалентного сопротивления нагрузки. В период пуска выявлена проблема ограничения выхода регулятора на нулевом уровне, решение которой позволит в дальнейшем добиваться полной управляемости нелинейных преобразователей ИН во всех режимах работы (пуск, наброс и сброс нагрузки).

Для уменьшения перерегулирования и исключения ограничения выхода регулятора на нулевом уровне в период включения повышающего DC-DC-преобразователя

на расчётную нагрузку был применён алгоритм плавного пуска, предусматривающий постепенное нарастание сигнала задания на формируемый входной ток  $i_{ref}$ . При этом интенсивность нарастания  $i_{ref}$  определяется с учётом анализа переходных процессов при скачкообразном изменении этого задания в замкнутом по току формирователе.

После выхода разработанного устройства на установившийся режим, соответствующий центру разложения 180 А, был сформирован цикл нагружения для системы электроснабжения автономного объекта (см. рис. 14). Результаты исследований подтвердили возможность применения линеаризованной модели для настройки регулятора тока и применения этого регулятора как для нелинейной модели, так и для проектируемого макетного образца.

Таким образом, предложенную нелинейную модель рекомендуется использовать для разработки различных вариантов имитаторов нагрузки на базе повышающего DC-DC-преобразователя. Линеаризованную модель предлагается применять для настройки регуляторов и задействовать эти настройки для нелинейной модели и макетного образца ИН, работающего в режимах, близких к принятому центру разложения.

*Статья написана в рамках выполнения проекта FEWM-2020-0046 «Фундаментальные основы и методология создания высокоэффективного энергопреобразования для систем космического и морского назначения на базе интеллектуальных силовых модулей сверхвысокой степени интеграции».*

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Юдинцев А.Г., Ткаченко А.А., Ляпунов Д.Ю. Методика разработки имитатора нагрузок для наземных испытаний систем электропитания автономных объектов // Электротехнические системы и комплексы. 2020. № 1(46). С. 60-66. DOI: 10.18503/2311-8318-2020-1(46)-60-66.
2. Юдинцев А.Г. Энергопреобразующие комплексы для наземной отработки и подтверждения прогнозируемой надёжности систем электропитания космических аппаратов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2019. Т. 22, № 3. С. 95-102.
3. Рекутов О.Г., Юдинцев А.Г. Метод формирования вольтамперной характеристики имитатора батареи солнечной для испытаний систем электропитания космических аппаратов // Электротехнические системы и комплексы. 2020. № 2(47). С. 26-32. DOI: 10.18503/2311-8318-2020-2(47)-26-32.
4. Герман-Галкин С.Г. Виртуальные лаборатории полупроводниковых систем в среде Matlab-Simulink. СПб.: Лань, 2018. 443 с.
5. Фролов В.Я., Смородинов В.В. Устройства силовой электроники и преобразовательной техники с разомкнутыми и замкнутыми системами управления в среде Matlab – Simulink: учеб. пособие. СПб.: Лань, 2018. 332 с.
6. Shaffer R. Fundamentals of Power Electronics with Matlab. Boston, Massachusetts, Charles River Media, 2007. 384 p.
7. Лукашенко А.В., Капустин И.В. Обобщенная математическая модель импульсного повышающего преобразователя напряжения // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2012. Вып. 10. С. 189-198.
8. Лукас В.А. Теория автоматического управления: учебник для вузов. М.: Недра, 1990. 416 с.
9. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника: монография. М.: Техносфера, 2005. 632 с.

10. Rashid M. Power Electronics Handbook. Oxford, Butterworth-Heinemann, Elsevier, 2018. 1496 p.
11. Кояин Н.В., Мальцева О.П., Удут Л.С. Оптимизация контуров регулирования систем электропривода по типовым методикам // Известия Томского политехнического университета. 2005. Т. 308, №7. С. 120-125.
12. Кояин Н.В., Мальцева О.П., Удут Л.С. Оптимизация контуров регулирования систем электропривода по симметричному оптимуму // Известия Томского политехнического университета. 2005. Т. 308, №7. С. 126-129.

Поступила в редакцию 13 октября 2020 г.

## INFORMATION IN ENGLISH

### CURRENT DRIVER OF LOAD SIMULATOR FOR GROUND TESTING OF POWER SUPPLY SYSTEMS OF AUTONOMOUS OBJECTS

Anton G. Yudintsev

Ph.D. (Engineering), Director, the Research Institute of Automation and Electromechanics of TUSUR, Tomsk, Russia. E-mail: yag@nii.aem.tomsk.ru.

Alexander A. Tkachenko

Ph.D. (Engineering), Director, Head of the Information Technology Department of the Research Institute of Automation and Electromechanics of TUSUR, Tomsk, Russia. E-mail: aem@tusur.ru.

Danil Yu. Lyapunov

Ph.D. (Engineering), Senior Research Associate, the Research Institute of Automation and Electromechanics of TUSUR (Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics), Associate Professor, the Department of Power and Electrical Engineering, School of Energy & Power Engineering of the National Research Tomsk Polytechnic University, Tomsk, Russia. E-mail: lyapdy@gmail.com. ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-9326-3595>.

The paper presents a nonlinear continuous mathematical model of a current driver based on a closed-loop DC-DC boost converter. This converter represents a subsystem of a load simulator for ground testing of power supplies for autonomous low power (up to several tens of kW) objects implemented for various purposes. We consider the current value of 180 A as a center of expansion. The load current must vary within the range of  $\pm 10\%$  with respect to this center. The model of the current driver is implemented in both continuous and discrete forms in Matlab Simulink, taking into account parametric disturbances in the form of a change in the equivalent output resistance of the converter. The adequacy of the developed models was confirmed. The current transfer function of the DC-DC boost converter is obtained with the assumption that its parameters are constant. This function is used in the form of a block diagram and applied as a linearized model of an open loop current driver. This makes it possible to implement the model for adjusting the current regulator. The adjustments for modular, linear and symmetric optima are tested on the nonlinear continuous model. This model makes it possible to identify the features of the current driver performance during design stage, taking into account the parameter spread of the power circuit components. It also allows us to optimally adjust the regulators and readjust them taking into account the generated load current waveform. To perform a soft start of the closed current driver loop tuned to the symmetric optimum and to prevent a controller from limiting its output at zero level, a ramp function reference generator was implemented. Its parameters were calculated. The tuned controller provides the desired current of the load simulator within the range 10% around the center of expansion corresponding to 180 A. The proposed approach makes it possible to significantly reduce the time and cost for the process of designing a current driver as part of a load simulator for power supplies of autonomous objects. Numerical experiments carried out on a continuous nonlinear model confirm the correctness of the assumptions made. This suggests that the nonlinear model can be implemented to develop various structures of load simulators while the linearized model may serve as a reliable entity to adjust the current controller.

**Keywords:** current driver, load simulator, electrical complex, ground tests, power supply system, autonomous object, DC-DC

boost voltage converter, controller adjustment, center of expansion, simulation model.

#### REFERENCES

1. Yudintsev A.G., Tkachenko A.A., Lyapunov D.Y. Methodology of Load Simulator Design for Ground Testing of Power Supply Systems of Autonomous Objects. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes] 2020; no. 1 (46), pp. 60–66. DOI: 10.18503/2311-8318-2020-1(46)-60-66. [In Russian]
2. Yudintsev A.G. Energy Converting Complexes for Ground Testing and Ensuring Predicted Reliability of Power Supplies of Space Vehicles. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta system upravleniya i radioelektroniki* [Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics] 2019; vol. 22, no. 3, pp. 95–102. [In Russian]
3. Rekutov O.G., Yudintsev A.G. Method of Forming a Volt Amper Characteristic of a Solar Array Simulator for Testing Power Supply Systems of Spacecraft. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes]. 2020, no. 2 (47), pp. 26–32. DOI: 10.18503/2311-8318-2020-2(47)-26-32. [In Russian]
4. German-Galkin S.G. *Virtualnye laboratorii poluprovodnikovyykh system v srede Matlab-Simulink* [Virtual Semiconductor System Labs in Matlab-Simulink]. St. Petersburg: Lan, 2018. 443 p. [In Russian]
5. Frolov V.Y., Smorodinov V.V. *Ustroystva silovoy elektroniki i preobrazovatelnoy tekhniki s razomknutymi i zamknutymi sistemami upravleniya v srede Matlab – Simulink* [Power Electronic Devices and Converting Technology Using Open-Loop and Feedback Control Systems in Matlab – Simulink]. St. Petersburg: Lan, 2018. 332 p. [In Russian]
6. Shaffer R. Fundamentals of Power Electronics with Matlab. Boston, Massachusetts, Charles River Media, 2007. 384 p.
7. Lukashenkov A.V. Generalized Mathematical Model of Pulse Boost Voltage Converter. *Izvestiya Tul'skogo gosudarstvennogo universiteta. Tekhnicheskie nauki* [Bulletin of Tula State University. Technical Sciences]. 2012, no. 10, pp. 189–198. [In Russian]
8. Lukas V.A. *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya* [Theory of



- Automatic Control]. Moscow: Nedra, 1990. 416 p. [In Russian]
9. Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [Transistor Converter Technology], Moscow: Tehnosfera, 2005. 632 p.
10. Rashid, M. *Power Electronics Handbook*. Oxford, Butterworth-Heinemann, Elsevier, 2018. 1496 p.
11. Koyain N.V., Maltseva O.P., Udut L.S. Optimization of Regulation Loops of Electric Drive Systems by Standard Methods. *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of Tomsk Polytechnic University], 2005, no. 308(7), pp.120–125. [In Russian]
12. Koyain N.V., Maltseva O.P., Udut L.S. Optimization of Regulation Loops of Electric Drive Systems by Symmetric Optimum. *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of Tomsk Polytechnic University], 2005. no. 308(7), pp. 126–129. [In Russian]
- 

Юдинцев А.Г., Ткаченко А.А., Ляпунов Д.Ю. Формирователь тока имитатора нагрузок для наземных испытаний систем электроснабжения автономных объектов // *Электротехнические системы и комплексы*. 2020. № 4(49). С. 64-72. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2020-4\(49\)-64-72](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2020-4(49)-64-72)

Yudintsev A.G., Tkachenko A.A., Lyapunov D.Yu. Current Driver of Load Simulator for Ground Testing of Power Supply Systems of Autonomous Objects. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2020, no. 4(49), pp. 64-72. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2020-4\(49\)-64-72](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2020-4(49)-64-72)

---