

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА ТОКА ДЛЯ ЭЛЕМЕНТА ПЕЛЬТЬЕ*

В.А. ГРИНКЕВИЧ

630501, РФ, Новосибирская область, Новосибирский район, п. Краснообск, а/я 468, Сибирский федеральный научный центр агробиотехнологий РАН, младший научный сотрудник. E-mail: grinkevich-vova@mail.ru

Управляемые термостаты применяются в различных приложениях: научные исследования, управление скоростью химических реакций, термостабилизация ПЗС-матриц, стабилизация температурного режима работы лазера. При этом используются термостаты разных конструкций, мощностей и размеров. В качестве исполнительного элемента может быть использован резистивный нагревательный элемент, элемент Пельтье, компрессорный холодильный контур. Элементы Пельтье обычно применяются при проектировании термостатов малой мощности и малых размеров, потому что элементы Пельтье имеют меньшие размеры и массу по сравнению с компрессорным холодильным контуром. Применение элемента Пельтье позволяет обеспечить температуру в термостате как выше, так и ниже температуры окружающей среды, в отличие от резистивных нагревательных элементов. Термоэлектрические термостаты применяются для термостатирования приборов с зарядовой связью (ПЗС-матриц) в цифровых фотоаппаратах, лазеров, электронных компонентов, биоматериалов, растений, лекарств. Такие термостаты могут применяться в научных исследованиях, медицине. Элементами Пельтье можно формировать температурные воздействия на семена растений для улучшения всхожести и энергии прорастания. Кроме того, элементы Пельтье можно применять для формирования температурных воздействий на растения при исследовании стрессоустойчивости от внешних факторов. Также элемент Пельтье применяется в автомобильных холодильниках. С целью поддержания стабильной температуры и обеспечения высокой точности требуется использовать регулятор температуры для элемента Пельтье. Управляющим воздействием для элемента Пельтье является ток, величина которого влияет на температуру внутри термостата. Поэтому в термостатах на основе элемента Пельтье возникает необходимость использования регулятора тока. В данной статье обсуждается методика синтеза регулятора тока с ШИМ в канале управления для элемента Пельтье. Используется схема с элементом Пельтье, который последовательно подключен через сглаживающий фильтр к мостовому усилителю. Расчет регулятора основан на применении метода разделения движений. Приведены результаты численного моделирования системы управления током. Предполагаемая система управления током для элемента Пельтье может быть использована в устройствах формирования температурных воздействий на биофизические объекты.

Ключевые слова: термостат, элемент Пельтье, регулятор тока, метод разделения движений, сглаживающий фильтр, математическая модель, численное моделирование

* Статья получена 27 августа 2018 г.

ВВЕДЕНИЕ

Элементы Пельтье [1] применяют для конструирования термостатов малой мощности [2], устройств формирования температурных воздействий на растения [3], термостатирования лазеров, ПЗС-матриц и биоматериалов [4]. Также элементы Пельтье применяются в водяных кулерах и термоэлектрических холодильниках [5]. Управляющим фактором устройств формирования температурных воздействий является ток, протекаемый через элемент Пельтье. Соответственно в таких устройствах необходим регулятор тока. Изменяя направление тока, протекаемого через элемент Пельтье, можно осуществить нагревание или охлаждение объекта термостатирования.

Ток, протекаемый через элемент Пельтье, возможно менять путем последовательного включения транзистора в активном нормальном режиме [6] в цепь с элементом Пельтье. Но при использовании такого способа управления током имеют место большие тепловые потери на транзисторе, что снижает КПД устройства. С целью снижения тепловых потерь используется широтно-импульсный модулятор (ШИМ) [7] для управления транзисторами. В таком случае транзисторы работают в ключевом режиме, что ведет к уменьшению тепловых потерь и соответственно повышению КПД устройства. Для снижения пульсаций протекаемого через элемент Пельтье тока используются сглаживающие фильтры, которые состоят из дросселей и конденсаторов. При использовании ШИМ возникают пульсации тока. При большом уровне пульсаций тока происходит ухудшение свойств элемента Пельтье, поэтому важно обеспечить достаточно малый уровень пульсаций тока, протекаемого через элемент Пельтье. Существует несколько методов снижения пульсаций, например увеличение индуктивности дросселя и электроемкости конденсатора, но такой способ снижает быстродействие системы управления. Другой способ – увеличение частоты ШИМ, но драйверы и транзисторы имеют ограниченный рабочий диапазон частот. Третьим способом является увеличение порядка фильтра, но это усложняет расчет регуляторов. По этой причине рассматривается два варианта схем: схема с фильтром второго порядка и схема с фильтром третьего порядка. С целью обеспечения возможности изменения направления тока применяется мостовая схема включения транзисторов [8]. Для измерения тока в цепи с элементом Пельтье применяют датчики тока. С целью обеспечения требуемой точности и заданного качества переходных процессов необходимо выполнить синтез регулятора тока.

В данной статье обсуждается процедура расчета сглаживающего фильтра, методика синтеза регулятора тока с ШИМ в канале управления. Используется схема с элементом Пельтье, который последовательно подключен через сглаживающий фильтр [9] к мостовому усилителю [8]. Расчет регулятора тока

основан на применении метода разделения движений [10, 11]. Приведены результаты численного моделирования системы управления током. Предполагаемая система управления током для элемента Пельтье может быть использована в устройствах формирования температурных воздействий на биофизические объекты [12].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В данной работе в качестве объекта управления рассматривается два варианта электрической схемы с мостовым усилителем для управления протекаемым через элемент Пельтье током: схема со сглаживающим фильтром второго порядка (рис. 1), схема со сглаживающим фильтром третьего порядка (рис. 2). Для синтеза регулятора тока используется метод разделения движений. Также в данной статье рассматривается расчет параметров сглаживающего фильтра.

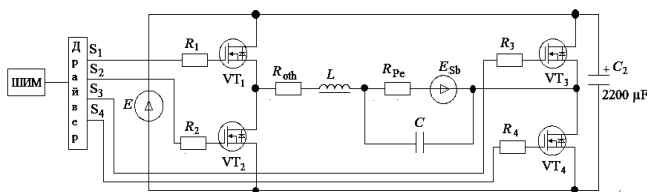


Рис. 1. Схема управления током, протекаемым через элемент Пельтье, со сглаживающим фильтром второго порядка

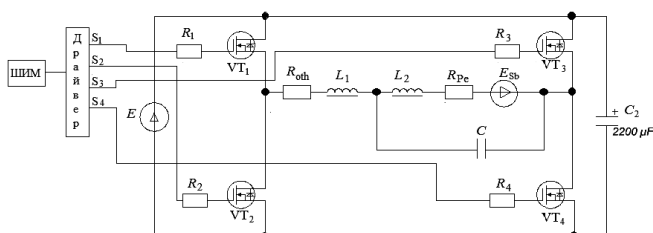


Рис. 2. Схема управления током, протекаемым через элемент Пельтье, со сглаживающим фильтром третьего порядка

Целью работы является расчет регулятора тока в цепи элемента Пельтье для рассматриваемых схем, обсуждение результатов и возможности практического применения. Общими требованиями для всех рассматриваемых систем

является обеспечение нулевого перерегулирования, нулевой статической ошибки и заданного времени переходного процесса.

В обсуждаемых электрических схемах элемент Пельтье рассматривается как последовательное соединение активного сопротивления R_{pe} и ЭДС Зеебека E_{Sb} [13], где ЭДС Зеебека вычисляется по формуле

$$E_{Sb} = \alpha(T_{out} - T_{in}),$$

где E_{Sb} – ЭДС Зеебека; α – коэффициент Зеебека; T_{out} – температура стороны элемента Пельтье, которая контактирует с радиатором; T_{in} – температура стороны элемента Пельтье, контактирующей с объектом термостатирования.

Например, для элемента Пельтье «ТЕТС1-26318» при разности температур его сторон, равной 74 °С, ЭДС Зеебека равна 8.3 В.

В данной системе управления ЭДС Зеебека является возмущающим фактором при расчете регулятора тока.

В качестве коммутационных элементов используются MOSFET-транзисторы [14], включенные по мостовой схеме. При расчете регулятора коммутационные элементы (КЭ) считались идеальными.

На функциональной схеме (рис. 3) используются обозначения: I_d – желаемый ток, протекаемый через элемент Пельтье; u – выходной сигнал регулятора (коэффициент заполнения импульса ШИМ); v – выходной сигнал ШИМ; $S_1 - S_4$ – управляющие коммутационными элементами сигналы; U – напряжение, подаваемое на сглаживающий фильтр; I – ток, протекаемый через элемент Пельтье.

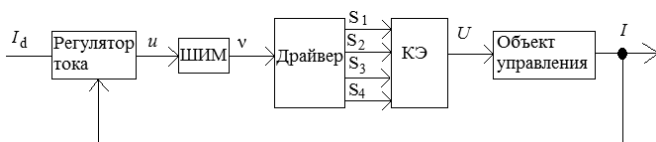


Рис. 3. Функциональная схема системы регулирования тока, протекаемого через элемент Пельтье

Для расчета параметров схемы с фильтром необходимо вывести ее математическую модель.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ

2.1. Математическая модель для схемы управления током с фильтром второго порядка

Рассмотрим математическую модель для схемы со сглаживающим фильтром второго порядка на рис 1.

В соответствии со вторым правилом Кирхгофа

$$\left\{ \begin{array}{l} U = U_{\text{oth}} + U_L + U_{\text{Pe}} + E_{\text{Sb}}, \\ U_{\text{oth}} = R_{\text{oth}} I, \\ U_L = L \frac{dI}{dt}, \\ U_{\text{Pe}} = R_{\text{Pe}} I_{\text{Pe}}, \\ U = R_{\text{oth}} I + L \frac{dI}{dt} + R_{\text{Pe}} I_{\text{Pe}} + E_{\text{Sb}}, \end{array} \right. \quad (1)$$

где U – напряжение на входе фильтра; U_{oth} – напряжение на активном сопротивлении источника, дросселя; U_L – напряжение на дросселе; U_{Pe} – напряжение на активном сопротивлении элемента Пельтье; E_{Sb} – ЭДС Зеебека; R_{oth} – активное сопротивление источника и дросселя; I – ток, протекаемый через дроссель; L – индуктивность дросселя; R_{Pe} – сопротивление элемента Пельтье; I_{Pe} – ток, протекаемый через элемент Пельтье.

Из первого правила Кирхгофа следует:

$$I = I_C + I_{\text{Pe}}, \quad (2)$$

где I_C – ток, протекаемый через конденсатор.

Поведение тока, протекаемого через конденсатор, описывается следующей системой уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_C = C \frac{dU_C}{dt}, \\ U_C = I_{\text{Pe}} R_{\text{Pe}} + E_{\text{Sb}}, \\ I_C = R_{\text{Pe}} C \frac{dI_{\text{Pe}}}{dt} + C \frac{dE_{\text{Sb}}}{dt}, \end{array} \right. \quad (3)$$

где U_C – напряжение на конденсаторе.

Подставив (3) в (2), получим

$$I = R_{pe}C \frac{dI_{pe}}{dt} + C \frac{dE_{sb}}{dt} + I_{pe}. \quad (4)$$

После подстановки (4) в (1) получим

$$\begin{aligned} U = LCR_{pe} \frac{d^2 I_{pe}}{dt^2} + (R_{oth}CR_{pe} + L) \frac{dI_{pe}}{dt} + (R_{oth} + R_{pe}) I_{pe} + \\ + LC \frac{d^2 E_{sb}}{dt^2} + R_{oth}C \frac{dE_{sb}}{dt} + E_{sb}. \end{aligned}$$

Напряжение U формируется мостовым усилителем и связано с выходным сигналом ШИМ v следующим соотношением: $U = Ev$, где v принимает значение -1 или 1 . В данной работе предполагается, что частота ШИМ достаточно велика, поэтому для анализа свойств системы управления заменим v на u , где u – входной сигнал ШИМ, который принимает значения от -1 до 1 .

В результате получаем уравнение для системы управления током I_{pe} следующего вида:

$$\begin{aligned} Eu = LCR_{pe} \frac{d^2 I_{pe}}{dt^2} + (R_{oth}CR_{pe} + L) \frac{dI_{pe}}{dt} + (R_{oth} + R_{pe}) I_{pe} + \\ + LC \frac{d^2 E_{sb}}{dt^2} + R_{oth}C \frac{dE_{sb}}{dt} + E_{sb}. \end{aligned}$$

Запишем последнее выражение в операторной форме:

$$\begin{aligned} Eu = LCR_{pe} \cdot p^2 I_{pe} + (R_{oth}CR_{pe} + L) p I_{pe} + (R_{oth} + R_{pe}) I_{pe} + \\ + LC \cdot p^2 E_{sb} + R_{oth}C \cdot p E_{sb} + E_{sb}, \end{aligned}$$

из которого следует

$$I_{pe} = W_1(p) \cdot u - W_2(p) \cdot E_{sb},$$

где

$$W_1(p) = \frac{E}{LCR_{\text{Pe}}p^2 + (R_{\text{oth}}CR_{\text{Pe}} + L)p + (R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}})}; \quad (5)$$

$$W_2(p) = \frac{LCp^2 + R_{\text{oth}}Cp + 1}{LCR_{\text{Pe}}p^2 + (R_{\text{oth}}CR_{\text{Pe}} + L)p + (R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}})}.$$

Если корни характеристического уравнения передаточной функции (5) действительные, то такую передаточную функцию можно записать в виде

$$W_1(p) = \frac{E}{(R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}})} \frac{1}{T_1T_2p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}, \quad (6)$$

где T_1, T_2 – постоянные времени аperiodического переходного процесса.

В случае комплексно сопряженных корней передаточная функция (5) принимает вид

$$W_1(p) = \frac{E}{(R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}})} \frac{1}{T^2p^2 + 2dT p + 1},$$

где T – постоянная времени колебательного переходного процесса, d – коэффициент демпфирования.

2.2. Математическая модель схемы управления током с фильтром третьего порядка

Рассмотрим математическую модель для схемы со сглаживающим фильтром второго порядка на рис. 2.

По второму правилу Кирхгофа

$$\begin{cases} U = U_{\text{oth}} + U_{L1} + U_C; \\ U = R_{\text{oth}}I + L_1 \frac{dI}{dt} + U_C, \end{cases} \quad (7)$$

где U_{L1} – напряжение на первом дросселе; I – протекаемый через первый дроссель ток; L_1 – индуктивность первого дросселя.

По закону параллельного соединения получим формулу расчета напряжения на конденсаторе

$$U_C = L_2 \frac{I_{Pe}}{dt} + I_{Pe} R_{Pe} + E_{Sb},$$

где L_2 – индуктивность второго дросселя.

По первому правилу Кирхгофа

$$I = I_{Pe} + I_C. \quad (8)$$

Ток, протекаемый через конденсатор, вычисляется по формулам:

$$I_C = C \frac{dU_C}{dt}, \quad (9)$$

$$I_C = CL_2 \frac{d^2 I_{Pe}}{dt^2} + CR_{Pe} \frac{dI_{Pe}}{dt} + C \frac{dE_{Sb}}{dt}.$$

Подставив (10) в (9), получим

$$I = CL_2 \frac{d^2 I_{Pe}}{dt^2} + CR_{Pe} \frac{dI_{Pe}}{dt} + C \frac{dE_{Sb}}{dt} + I_{Pe}. \quad (10)$$

После подстановки (10) в (7) получим

$$\begin{aligned} U = & L_1 CL_2 \frac{d^3 I_{Pe}}{dt^3} + (L_1 CR_{Pe} + R_{oth} CL_2) \frac{d^2 I_{Pe}}{dt^2} + (CR_{Pe} R_{oth} + L_1 + L_2) \frac{dI_{Pe}}{dt} + \\ & + (R_{oth} + R_{Pe}) I_{Pe} + L_1 C \frac{d^2 E_{Sb}}{dt^2} + R_{oth} C \frac{dE_{Sb}}{dt} + E_{Sb}. \end{aligned}$$

Как и в предыдущем разделе, полагаем, что частота ШИМ достаточно велика. Тогда в соотношении $U = Ev$ выполним замену импульсного сигнала v на непрерывный входной сигнал ШИМ u . В результате получаем уравнение для тока I_{Pe} следующего вида:

$$Eu = L_1 CL_2 \frac{d^3 I_{Pe}}{dt^3} + (L_1 CR_{Pe} + R_{oth} CL_2) \frac{d^2 I_{Pe}}{dt^2} + (CR_{Pe} R_{oth} + L_1 + L_2) \frac{dI_{Pe}}{dt} +$$

$$+ (R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}}) I_{\text{Pe}} + L_1 C \frac{d^2 E_{\text{Sb}}}{dt^2} + R_{\text{oth}} C \frac{dE_{\text{Sb}}}{dt} + E_{\text{Sb}}.$$

Запишем предыдущее выражение в операторной форме:

$$Eu = L_1 CL_2 \cdot p^3 I_{\text{Pe}} + (L_1 CR_{\text{Pe}} + R_{\text{oth}} CL_2) p^2 I_{\text{Pe}} + (CR_{\text{Pe}} R_{\text{oth}} + L_1 + L_2) \times \\ \times p I_{\text{Pe}} + (R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}}) I_{\text{Pe}} + L_1 C \cdot p^2 E_{\text{Sb}} + R_{\text{oth}} C \cdot p E_{\text{Sb}} + E_{\text{Sb}}.$$

Преобразуем полученное выражение к виду

$$Eu = A(p) \cdot I_{\text{Pe}} + L_1 C \cdot p^2 E_{\text{Sb}} + R_{\text{oth}} C \cdot p E_{\text{Sb}} + E_{\text{Sb}}, \quad (11)$$

где $A(p)$ – характеристический полином

$$A(p) = L_1 CL_2 \cdot p^3 + (L_1 CR_{\text{Pe}} + R_{\text{oth}} CL_2) p^2 + \\ + (CR_{\text{Pe}} R_{\text{oth}} + L_1 + L_2) p + (R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}}). \quad (12)$$

Из уравнения (11) следует

$$I_{\text{Pe}} = W_1(p) \cdot u - W_2(p) \cdot E_{\text{Sb}},$$

$$W_1(p) = \frac{E}{A(p)}, \quad (13)$$

$$W_2(p) = \frac{L_1 Cp^2 + R_{\text{oth}} Cp + 1}{A(p)}.$$

Если все корни характеристического уравнения (12) действительные, то такую передаточную функцию (13) можно записать в виде

$$W_1(p) = \frac{E}{(R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}})} \times \\ \times \frac{1}{T_1 T_2 T_3 p^3 + (T_1 T_3 + T_2 T_3 + T_1 T_2) p^2 + (T_1 + T_2 + T_3) p + 1}, \quad (14)$$

где T_1, T_2, T_3 – постоянные времени аperiodического переходного процесса.

В случае одного действительного и пары комплексно сопряженных корней характеристического уравнения (12) передаточная функция (13) принимает вид

$$W_1(p) = \frac{E}{(R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}})} \frac{1}{T_1 T_2^2 p^3 + (T_2^2 + 2dT_1 T_2) p^2 + (T_1 + 2dT_2) p + 1},$$

где T_1 – постоянная времени аperiodического переходного процесса; T_2 – постоянная времени колебательного переходного процесса; d – коэффициент демпфирования.

3. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА ТОКА

При синтезе регулятора необходимо учитывать динамические свойства объекта управления, чтобы обеспечить требуемую точность и устойчивость системы управления. Существуют различные методы синтеза и настройки регуляторов: частотный метод, модальный метод, метод разделения движений, метод локализации, процедура Циглера–Никольса, метод численной оптимизации. Особенностью элемента Пельтье является нестационарность параметров и отсутствие полной информации. В данном случае необходимо задать требования к переходному процессу. При постоянной времени менее 0,01 с и высоких порядках схем метод численной оптимизации выполняется долго. Метод локализации требует вычисления производной такого порядка, как и порядок объекта. Поэтому наиболее подходящим является метод разделения движений.

Перед расчетом регулятора нужно рассчитать параметры схемы с фильтром. Схема с фильтром первого порядка имеет широкую переходную полосу [15], что требует большой разницы между периодом ШИМ и постоянной времени фильтра. В связи с этим рекомендуется использовать фильтр второго или третьего порядка.

Уровень пульсаций тока при использовании ШИМ рассчитывается по АЧХ. Из выражений (5) и (6) выведем формулы для расчета АЧХ схемы с фильтром второго порядка:

$$M(\omega) = \frac{E}{\sqrt{\left((R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}}) - LCR_{\text{Pe}}\omega^2\right)^2 + ((R_{\text{oth}} CR_{\text{Pe}} + L)\omega)^2}}, \quad (15)$$

$$M(\omega) = \frac{E}{(R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}})} \frac{1}{\sqrt{(1 - T_1 T_2 \omega^2)^2 + ((T_1 + T_2)\omega)^2}}, \quad (16)$$

где M – АЧХ, ω – циклическая частота.

Из выражений (12) и (13) выведем формулы для расчета АЧХ схемы с фильтром второго порядка:

$$M(\omega) = E / \text{sqrt} \left(\left((R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}}) - (L_1 C R_{\text{Pe}} + R_{\text{oth}} C L_2) \omega^2 \right)^2 + \left((C R_{\text{Pe}} R_{\text{oth}} + L_1 + L_2) \omega - L_1 C L_2 \cdot \omega^3 \right)^2 \right), \quad (17)$$

где sqrt – квадратный корень;

$$M(\omega) = \frac{E}{(R_{\text{oth}} + R_{\text{Pe}})} \times \frac{1}{\sqrt{(1 - (T_1 T_3 + T_2 T_3 + T_1 T_2) \omega^2)^2 + ((T_1 + T_2 + T_3) \omega - T_1 T_2 T_3 \omega^3)^2}}. \quad (18)$$

Циклическая частота вычисляется по формуле $\omega = 2\pi f$, где f – частота.

Исходными данными для расчета фильтра являются: сопротивление элемента Пельтье, предполагаемые сопротивления дросселя и источника, максимальный ток, протекаемый через элемент Пельтье, ЭДС источника. Большая часть элементов Пельтье имеет сопротивление менее 2,5 Ом, через некоторые из них может протекать ток более 15 А. Для элементов Пельтье с сопротивлением 2,5...7 Ом такие токи (более 15 А) не используются. Существуют элементы Пельтье с сопротивлением более 7 Ом. Через такие элементы, как правило, протекает ток не более 2,5 А.

3.1. Алгоритм расчета сглаживающего фильтра

1. Выбирается элемент Пельтье с определенным сопротивлением.
2. Выбираются требования к пульсациям тока исходя из технических свойств элемента Пельтье и требований в пульсациях по температуре.

3. Выбирается частота ШИМ исходя из возможности технической реализации (например, в диапазоне от 16 до 40 кГц). В данной работе выбрана частота ШИМ, равная 18 кГц.

4. Для упрощения структуры регулятора одну из постоянных времени нужно выбирать значительно больше других. Используя метод разделения движений [10], для фильтра второго порядка получим

$$T_1 = \eta T_2, \quad (19)$$

а для фильтра третьего порядка

$$T_1 = \eta T_2, \quad T_1 = \eta T_3, \quad (20)$$

где η – степень разделения движений, $\eta \geq 10$.

5. Подставив (19) в (16) или (20) в (18), рассчитаем постоянные времени.

6. Используя формулы (15) и (16) или (17) и (18), рассчитаем значения параметров фильтра.

7. Если значения индуктивности, электроемкости не соответствуют стандартным рядам, выбираются номиналы из ряда, наиболее близкие к рассчитанным. Если после замены номиналов уровень пульсаций стал не удовлетворять требованиям, то строится график зависимости АЧХ от изменяемых параметров: индуктивности, частоты ШИМ, электроемкости.

8. При практической реализации регулятора тока выбор фильтра осуществляется в соответствии с заданными требованиями на технико-экономические показатели прибора.

Примечания

1. Для фильтра второго порядка можно выбирать параметры, такие что фильтр представлял собой колебательное звено или апериодическое с отличиями параметров менее чем в 10 раз, и использовать ПИД-регулятор.

2. Для фильтра третьего порядка можно выбирать параметры, такие что наибольшие апериодические постоянные времени отличались менее чем в 10 раз, и использовать ПИД-регулятор.

3. Для фильтра третьего порядка допустимо, чтобы процесс с меньшей постоянной времени был колебательным.

4. Фильтр третьего порядка также можно рассчитывать: задать уровень пульсаций несколько выше требуемого и рассчитать фильтр второго порядка, два рассчитанных реактивных элемента применить для фильтра третьего порядка, после этого построить график зависимости АЧХ от характеристики нерассчитанного реактивного элемента фильтра третьего порядка и выбрать такой, для которого уровень пульсаций будет соответствовать требуемому.

3.2. Расчет фильтров второго и третьего порядка для элемента Пельтье с активным сопротивлением 1,5 Ом и максимально допустимым током 19 А

Расчет фильтра второго порядка

1. $R_{pe} = 1.5 \text{ Ом}$, $R_{oth} = 1.5 \text{ Ом}$, $E = 12 \text{ В}$.

2. Уровень пульсаций не должен превышать 0.01 А.

3. Выберем частоту ШИМ $f_{PWM} = 18 \text{ кГц}$.

4. Выберем степень разделения движений, равную $\eta = 30$.

5. Подставив (19) в (16) или (20) в (18), рассчитаем постоянные времени

$$T_1 = 1.21 \cdot 10^{-3} \text{ с}, T_2 = 40 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

6. Используя формулы (15) и (16), получим два варианта параметров: $L = 3.66 \text{ мГн}$, $C = 26 \text{ мкФ}$ и $L = 60 \text{ мкГн}$, $C = 1600 \text{ мкФ}$. Для расчета регуляторов выберем $L = 3.66 \text{ мГн}$, $C = 26 \text{ мкФ}$.

7. Из ряда номиналов выберем $L = 3.5 \text{ мГн}$, $C = 22 \text{ мкФ}$.

Таким образом были получены следующие значения параметров для схемы с фильтром второго порядка: $L = 3.5 \text{ мГн}$, $C = 22 \text{ мкФ}$, $R_{pe} = 1.5 \text{ Ом}$, $R_{oth} = 1.5 \text{ Ом}$, $E = 12 \text{ В}$.

Для фильтра третьего порядка емкость C и индуктивность L_1 возьмем такие же, как и для фильтра второго порядка. Построим график зависимости АЧХ фильтра третьего порядка (рис. 4) от индуктивности L_2 при частоте ШИМ, равной 18 кГц.

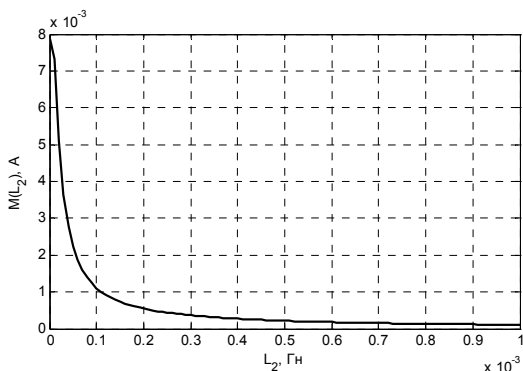


Рис. 4. АЧХ схемы с фильтром третьего порядка

Таким образом были получены следующие значения параметров для схемы с фильтром третьего порядка: $L_1 = 3.5$ мГн, $C = 22$ мкФ, $L_2 = 100$ мкГн, $R_{pe} = 1.5$ Ом, $R_{oth} = 1.5$ Ом, $E = 12$ В.

3.3. Синтез регулятора тока для схемы с фильтром второго порядка

В качестве примера рассмотрим схему на рис. 1 при рассчитанных параметрах. Вычисляем корни характеристического полинома передаточной функции (5) и постоянные времени:

$$T_1 = -p_1^{-1} = 0.0011 \text{ с}, \quad T_2 = -p_2^{-1} = 0.0000335 \text{ с}.$$

Как видно, оба корня действительные. Следовательно, передаточную функцию (5) можно представить в виде

$$W(p) = \frac{E}{LCR_{pe} p_1 p_2 (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}.$$

Поскольку T_2 в 34 раза меньше T_1 , для расчета регулятора тока будем использовать упрощенную передаточную функцию следующего вида:

$$W(p) = \frac{E}{LCR_{pe} p_1 p_2 (T_1 p + 1)}. \quad (21)$$

В соответствии с методикой синтеза ПИ-регуляторов [10] для объекта первого порядка рассмотрим уравнение регулятора в следующем виде:

$$\mu \frac{du}{dt} = k_0 \left(\frac{I_d - I}{T_d} - \frac{dI}{dt} \right), \quad (22)$$

где μ – малый параметр; T_d – желаемая постоянная времени; I_d – желаемый ток; I – ток; k_0 – коэффициент, соответствующий характеристике объекта управления.

Преобразуем (22) в операторную форму:

$$\mu p u = k_0 \left(T_d^{-1} (I_d - I) - p I \right).$$

Выразим управляющий сигнал

$$u = \frac{k_0}{\mu T_d p} (I_d - I) - \frac{k_0}{\mu} I.$$

Получена структура ПИ-регулятора, где коэффициенты имеют вид

$$k_p = \frac{k_0}{\mu}, \quad k_I = \frac{k_0}{\mu T_d}. \quad (23)$$

Для системы, описываемой передаточной функцией (21), коэффициент k_0 вычисляется по формуле

$$k_0 = \frac{LCR_{pe} p_1 p_2 T_1}{E}. \quad (24)$$

Зададим желаемую постоянную времени T_d , равную $2 \cdot 10^{-3}$ с. Малый параметр μ вычисляется по формуле

$$\mu = \frac{\min(T_d, T_1)}{\eta}, \quad (25)$$

где η – степень разделения движений. Степень разделения движений η выберем равную 10, что приводит к формированию медленных процессов по току, быстрых – по выходному сигналу регулятора.

Используя формулы (23)–(25), рассчитаем коэффициенты регулятора: $k_p = 2.5$, $k_I = 1250$.

3.4. Синтез регулятора тока для схемы с фильтром третьего порядка

Характеристический полином (12) при заданных параметрах имеет один действительный и два комплексно-сопряженных корня. Соответственно характеристический полином (12) можно записать в виде

$$A(p) = L_1 C L_2 (-p_1) \cdot |p_2|^2 \cdot (T_1 p + 1) \cdot (T_2^2 p^2 + 2dT_2 p + 1),$$

где p_1 – действительный корень; $|p_2|$ – модуль комплексно-сопряженных корней; T_1 – постоянная времени, соответствующая действительному корню;

T_2 – постоянная времени, соответствующая комплексно-сопряженным корням; d – коэффициент демпфирования.

При заданных параметрах постоянные времени равны

$$T_1 = -\frac{1}{p_1} = 0.0012 \text{ с}, \quad T_2 = \sqrt{\frac{1}{|p_2|^2}} = 0.0000465 \text{ с}.$$

Как видно, T_2 в 26 раз меньше T_1 , для расчета регулятора тока будем использовать упрощенную передаточную функцию следующего вида:

$$W(p) = \frac{E}{L_1 C L_2 (-p_1) \cdot |p_2|^2 \cdot (T_1 p + 1)}. \quad (26)$$

Коэффициент k_0 для системы, описываемой передаточной функцией (26), рассчитывается по формуле

$$k_0 = \frac{L_1 C L_2 (-p_1) \cdot |p_2|^2 \cdot T_1}{E}. \quad (27)$$

Зададим желаемую постоянную времени T_d , равную $2 \cdot 10^{-3}$ с. Степень разделения движений η выберем равную 10. Используя формулы (22), (24) и (25), рассчитаем коэффициенты регулятора: $k_p = 2.5$, $k_I = 1250$.

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

4.1. Численное моделирование процессов по току для схемы с фильтром второго порядка

Показаны результаты численного моделирования. Переходные процессы по току удовлетворяют требованиям (рис. 5–7). При таком варианте имеются пульсации по току (рис. 6) и сигналу управления (рис. 7).

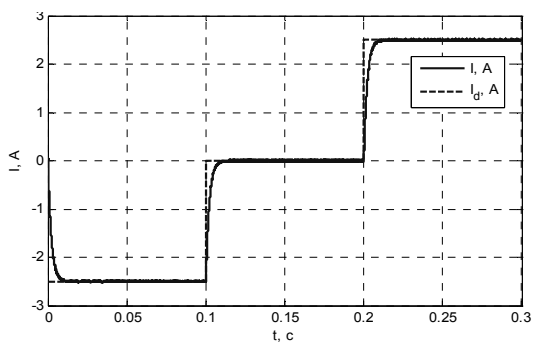


Рис. 5. Переходные процессы по току

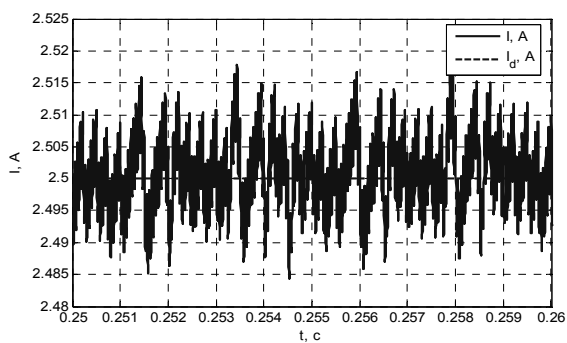


Рис. 6. Пульсации по току

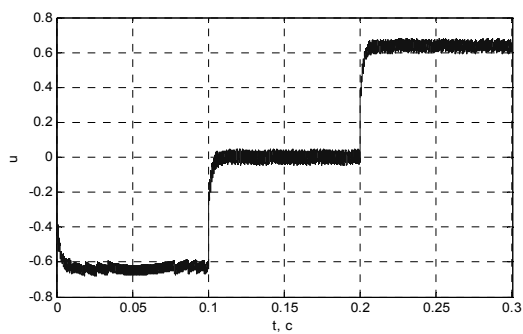


Рис. 7. Переходные процессы выходного сигнала регулятора

4.2. Численное моделирование процессов по току для схемы с фильтром третьего порядка

Показаны результаты численного моделирования. Переходные процессы по току удовлетворяют требованиям (рис. 8–10). Пульсации по току (рис. 9) меньше, чем с использованием схемы с фильтром второго порядка для первого варианта параметров. Сигнал управления также имеет меньшие пульсации (рис. 10).

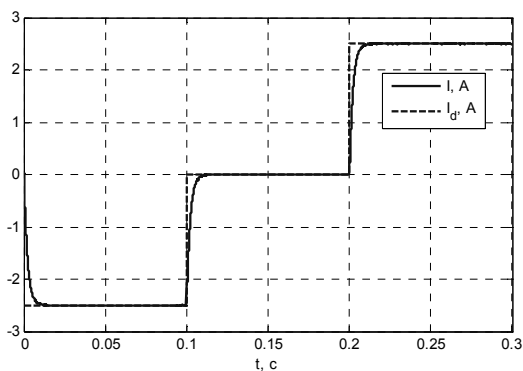


Рис. 8. Переходные процессы по току

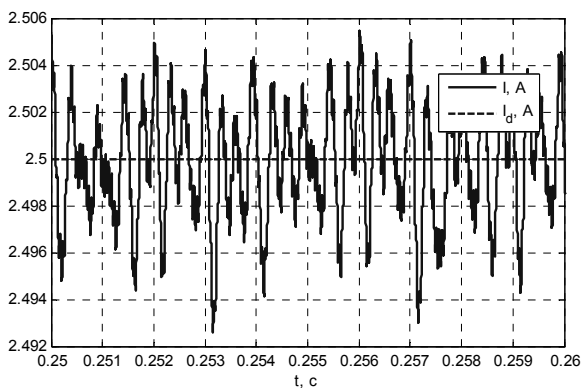


Рис. 9. Пульсации по току

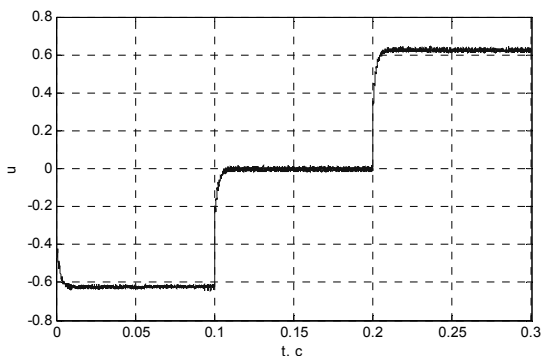


Рис. 10. Переходные процессы выходного сигнала регулятора

5. ВЫВОД ПО ЧИСЛЕННОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ

По результатам численного моделирования видно, что метод разделения движений может быть использован для расчета регулятора тока в цепи с элементом Пельтье со сглаживающим фильтром второго порядка (рис. 5–7) и третьего порядка (рис. 8–10). Переходные процессы соответствуют заданным требованиям. Сглаживающий фильтр второго порядка требует большей индуктивности для уменьшения пульсаций тока до допустимого уровня, чем сглаживающий фильтр третьего порядка, это видно из рис. 6 и 9. Большинство дросселей с индуктивностью 3.5 мГн при токах более 10 А переходят в режим насыщения [16]. При параметрах, обеспечивающих одинаковую постоянную времени сглаживающих фильтров второго и третьего порядка, сглаживающий фильтр третьего порядка сильнее снижает уровень пульсаций, как видно из результатов численного моделирования на рис. 6 и 9. Для упрощения расчета сглаживающего фильтра третьего порядка можно сначала рассчитать фильтр второго порядка. Потом по зависимости АЧХ от характеристики нерассчитанного реактивного элемента выбрать этот элемент для фильтра третьего порядка, что видно из рис. 5 и 8.

Ток регулировался с использованием ШИМ. Были рассмотрены два варианта сглаживающего фильтра: второго и третьего порядка. Так же рассмотрена методика расчета значения индуктивности дросселя и электроемкости конденсатора для сглаживающих фильтров.

При использовании фильтров высокого порядка нужно подбирать индуктивности дросселя и электроемкости конденсатора так, чтобы одна постоянная

ная времени была как минимум в 10 раз больше остальных, чтобы при расчете регулятора можно было упростить систему до первого порядка.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена методика расчета сглаживающего фильтра. Синтезирован стабилизирующий регулятор тока для элемента Пельтье методом разделения движений. Исследовано применение сглаживающего фильтра второго и третьего порядка. Проведено численное моделирование процессов в контуре тока. Фильтр третьего порядка позволяет обеспечить ниже уровень пульсаций с равной наибольшей постоянной времени, что следует из результатов численного моделирования. Предложенная методика расчета сглаживающего фильтра является подходящей для синтеза регулятора тока, протекаемого через элемент Пельтье.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Гринкевич В.А.* Исследование математической модели термостата на основе элемента Пельтье // Сборник научных трудов НГТУ. – 2017. – № 3 (89). – С. 62–77. – doi: 10.717212/2307-6879-2017-62-77.
2. Полупроводниковый термостат для лабораторных исследований «ТС-20» / И.П. Егорова, Ю.И. Иванов, С.Н. Колесников, Г.И. Сидоров // Известия ТРТУ. – 2002 – № 6 (29). – С. 121–123.
3. *Сероклинов Г.В., Гунько А.В.* Информационные технологии при исследовании изменения биопотенциала растений от действия температуры // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2014): труды XII международной конференции, 2–4 октября 2014 г.: в 7 т. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – Т. 7. – С. 72–75.
4. *Магомедов Д.А., Хазамова Л.А., Миснахов И.Ш.* Малогабаритный термостат для перевозки биоматериалов // Низкотемпературные и пищевые технологии в XXI веке. – СПб., 2015. – С. 458–460.
5. *Тарукин Е.М.* Авторефрижераторы // Вестник НГИЭИ. – 2012. – № 6 (13). – С. 68–82.
6. *Лачин В.И., Савёлов Н.С.* Электроника: учебное пособие. – Изд. 6-е, перераб. и доп. – Ростов н/Д.: Феникс, 2007. – 703 с.
7. *Юркевич В.Д.* Синтез нелинейных систем с ШИМ в канале управления на основе метода разделения движений // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 1-1 (25). – С. 127–130.

8. *Охоткин Г.П., Романова Е.С.* Анализ законов коммутации ключей мостовой схемы импульсного преобразователя // Вестник Чувашского университета. – 2012. – № 3. – С. 142–149.

9. *Голубев В.В.* Расчет и оптимизация входного RLC-фильтра импульсного преобразователя переменного напряжения // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – 2012. – Вип. 33. – С. 92–99.

10. *Юркевич В.Д.* Многоканальные системы управления. Синтез линейных систем управления с разнотемповыми процессами: учебное пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 183 с.

11. *Yurkevich V.D.* PWM controller design based on singular perturbation technique: a case study of buck-boost DC-DC converter // Preprints of the 18th IFAC World Congress, Milan, Italy, August 28 – September 2, 2011. – Milan, 2011. – P. 9739–9744.

12. *Сероклинов Г.В.* Задачи автоматизации экспериментальных исследований сложных биофизических объектов // Методы и технические средства исследований физических процессов в сельском хозяйстве: сборник научных трудов СибФТИ. – Новосибирск, 2001. – С. 46–53.

13. *Макфузова А.И., Травин Д.Д., Филимонова А.А.* Термoeлементы как дополнительные источники энергии на орбитальной станции // Научные исследования: от теории к практике. – № 5 (6). – С. 262–263.

14. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники. Ч. 1: учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 199 с.

15. *Рогинская Л.Э., Белкин А.К., Шуляк А.А.* Влияние дросселей насыщения на электромагнитные процессы в высокочастотном инверторе // Вестник Уфимского авиационного технического университета. – 2009. – Т. 13, № 1. – С. 166–175.

Гринкевич Владимир Анатольевич, младший научный сотрудник Сибирского федерального научного центра агробиотехнологий Российской академии наук. E-mail: grinkevich-vova@mail.ru

DOI: 10.17212/2307-6879-2018-3-4-16-39

Current controller design for Peltier element*

V.A. Grinkevich

Siberian Federal Scientific Center of Agrobiotechnologies, PO Box 468, Krasnoobsk, Novosibirsk district, Novosibirsk region, 630501, Russian Federation. E-mail: grinkevich-vova@mail.ru

Controlled thermostats are applied in many applications: scientific researches, chemical reaction speed control, thermal stabilization of CCD-matrix, stabilization of the laser temperature operating mode. Different construction, power and size of thermostat is exists. Executive element may be resistive heater, Peltier element, compressor refrigerant circuit. Peltier elements usually is applied for design of small power thermostats, small size thermostats because Peltier elements have small size and weight in comparison with compressor refrigerant circuit. Peltier element is allow to get above ambient temperature and bellow ambient temperature unlike resistive heaters. Thermoelectric thermostats is applied for thermostating CCD-matrix in digital camera, lasers, electronic component, biological materials, plants, drugs. Besides these thermostats is applied in scientific researches, medicine. It is possible to form temperature affect on plant seed for improvement plant seed quality, germination and energy germination. Besides It is impossible to apply the Peltier elements for forming temperature affects on plants during research of stress resistance by different external factors. Besides Peltier elements is applied in car refrigerators. It is required temperature controller for thermal stabilization and high accuracy. Controlling affect for Peltier element is current. Current value is influence on inside thermostat temperature. Therefore it is necessary to use the current controller. Technique of current controller design with PWM in control channel is discussed in this article. Circuit with Peltier element where it serially connected to bridge amplifier over smoothing filter is used. Controller design based on time-scale separation method. Computer simulation results for current control system are showed. This current controller may be to use in device for forming of temperature affect on biophysical objects.

Keywords: Thermostat, Peltier element, current controller, time-scale separation method, smoothing filter, mathematical model, numeric simulation

REFERENCES

1. Grinkevich V.A. Issledovanie matematicheskoi modeli termostata na osnove elementa Pel't'e [Research on mathematical model of thermostat based on Peltier element]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2017, no. 3 (89), pp. 62–77. doi: 10.17212/2307-6879-2017-62-77.
2. Egorova I.P., Ivanov Yu.I., Kolesnikov S.N., Sidorov G.I. Poluprovodnikovyi termostat dlya laboratornykh issledovaniy "TC-20" [Semiconductor thermos-

* Received 27 August 2018.

stat for laboratory researches "TC-20"]. *Izvestiya TRTU – Izvestiya TSURE*, 2002, no. 6 (29), pp. 121–123.

3. Seroklinov G.V., Gun'ko A.V. [Information technology for research biological potential changing by temperature affect]. *Aktual'nye problemy elektronnoy priborostroeniya (APEP-2014)* [12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE)-34006 proceedings], Novosibirsk, October 2–4, 2014, vol. 7, pp. 72–75. (In Russian).

4. Magomedov D.A., Khazamova L.A., Mispakhov I.Sh. Malogabaritnyi termostat dlya perevozki biomaterialov [Small-size thermostat for transportation of biological materials]. *Nizkotemperaturnye i pishchevye tekhnologii v XXI veke* [Low-temperature and food technologies in XXI century]. St. Petersburg, 2015, pp. 458–460.

5. Tarukin E.M. Avtorefrizheratory [Refrigerators for car]. *Vestnik NGIEI – Herald NGIEI*, 2012, no. 6 (13), pp. 68–82.

6. Lachin V.I., Savelov N.S. *Elektronika* [Electronics]. 6th ed., rev., suppl. Rostov-na-Donu, Fenix Publ., 2007. 703 p.

7. Yurkevich V.D. Sintez nelineynykh sistem s ShIM v kanale upravleniya na osnove metoda razdeleniya dvizhenii [Design of nonlinear control systems with pulse-width modulation via time-scale separation]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki – Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*, 2012, no. 1-1 (25), pp. 127–130.

8. Okhotkin G.P., Romanova E.S. Analiz zakonov kommutatsii klyuchej mostovoi skhemy impul'snogo preobrazovatelya [Analysis of commutation laws switches of bridge circuit of pulse converter]. *Vestnik Chuvashskogo universiteta – Bulletin of the Chuvash University*, 2012, no. 3, pp. 142–149.

9. Golubev V.V. Raschet i optimizatsiya vkhodnogo RLC-fil'tra impul'snogo preobrazovatelya peremennogo napryazheniya [Calculation and optimization of the entrance RLC-filter of the pulse converter of a AC voltage]. *Pratsi Institutu elektrodinamiki Natsional'noi akademii nauk Ukraini – Works of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2012, iss. 33, pp. 92–99.

10. Yurkevich V.D. *Mnogokanal'nye sistemy upravleniya. Sintez lineynykh sistem upravleniya s raznotempovymi protsessami* [Design of linear control systems with multi-time scale motions]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2016. 183 p.

11. Yurkevich V.D. PWM controller design based on singular perturbation technique: a case study of buck-boost DC-DC converter. *Preprints of the 18th IFAC World Congress*, Milan, Italy, August 28 – September 2, 2011, pp. 9739–9744.

12. Seroklinov G.V. Zadachi avtomatizatsii eksperimental'nykh issledovaniy slozhnykh biofizicheskikh ob'ektov [Tasks of automation experimental researching of complex biophysical objects]. *Metody i tekhnicheskie sredstva issledovaniy fizi-*

cheskikh protsessov v sel'skom khozyaistve [Methods and technical facilities of researching of physical processes in agriculture]. Novosibirsk, 2001, pp. 46–53.

13. Makfuzova A.I., Travin D.D., Filimonova A.A. Termoelementy kak dopolnitel'nye istochniki energii na orbital'noi stantsii [Thermoelements as additional energy source in orbital station]. *Nauchnye issledovaniya: ot teorii k praktike – Scientific research: from theory to practice*, 2015, no. 5 (6), pp. 262–263.

14. Zinov'ev G.S. *Osnovy silovoi elektroniki*. Ch. 1 [Fundamentals of power electronics. Pt. 1]. Novosibirsk. NSTU Publ., 1999. 199 p.

15. Roginskaya L.E., Belkin A.K., Shulyak A.A. Vliyanie drosslei nasyshcheniya na elek-tromagnitnye protsessy v vysokochastotnom invertore [Influence of saturation chokes on electromagnetic processes in the high-frequency inverter]. *Vestnik Ufimskogo gosudarstvennogo aviatsionnogo tekhnicheskogo universiteta – Vestnik UGATU*, 2009, vol. 13, no. 1, pp. 166–175.

Для цитирования:

Гринкевич В.А. Синтез регулятора тока для элемента Пельтье // Сборник научных трудов НГТУ. – 2018. – № 3–4 (93). – С. 16–39. – DOI: 10.17212/2307-6879-2018-3-4-16-39.

For citation:

Grinkevich V.A. Sintez regul'yatora toka dlya elementa Pel't'e [Current controller design for Peltier element]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2018, no. 3–4 (93), pp. 16–39. DOI: 10.17212/2307-6879-2018-3-4-16-39.