



УДК 536.581

А. А. Ухов, В. А. Герасимов, Л. М. Селиванов, Д. К. Кострин, В. А. Симон
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Разработка терморегулятора для электронных устройств уличного исполнения

Предложен метод терморегулирования электронных устройств уличного исполнения, позволяющий использовать в конструкции устройства доступную элементную базу с рабочим температурным диапазоном 0...70 °С. В качестве нагревательного элемента предлагается использовать мощный биполярный транзистор, управляемый от операционного усилителя. Предложенное решение позволяет создать простой источник нагрева, состоящий из компонентов расширенного температурного диапазона, параметры которого слабо зависят от питающего напряжения. В терморегуляторе имеется дополнительный блок, препятствующий запуску основного устройства при отрицательных температурах. По всем элементам устройства приведен расчет номиналов, что позволит использовать решение в любых компактных устройствах уличного исполнения. Схема источника мощности с номиналами компонентов, рассчитанными описанным способом, была промоделирована при помощи SPICE-симулятора пакета Altium Designer.

Терморегулятор, терморезистор, источник тока, нагревательный элемент, электронные компоненты

Современная городская инфраструктура немыслима без электронных устройств уличного исполнения. В первую очередь это различные системы наблюдения. Дальнейшему быстрому росту количества уличных систем наблюдения препятствует относительно высокая стоимость используемых для этого камер. В первую очередь на это влияет дорогая элементная база, имеющая температурный диапазон $-40...70$ °С. Снижение себестоимости электронных устройств уличного исполнения возможно при использовании компонентов невысокой стоимости с температурным диапазоном 0...70 °С, однако их работоспособность будет гарантироваться только при обеспечении соответствующей температуры окружающей среды [1].

Электронные компоненты в процессе работы выделяют тепло, которое теоретически может обеспечить требуемый температурный режим во внутреннем пространстве корпуса. Проблема при этом заключается в запуске устройства при отрицательных температурах, который не гарантирован. Специализированный терморегулятор [2], который при отрицательных температурах нагревает внутреннее пространство устройства и не позволяет ему включиться до момента достиже-

ния минимальной положительной рабочей температуры, может решить данную проблему.

Алгоритм функционирования терморегулятора. При подаче питания терморегулятор определяет значение температуры и, если оказывается, что температура ниже 0 °С, включает обогрев электронных модулей устройства. Их запуск откладывается до момента, когда температура войдет в разрешенные пределы. Когда устройство включено, система выполняет функции термостата [3], [4], не позволяя устройству остыть до отрицательных температур, но не охлаждая его при повышении температуры. Если собственного тепловыделения электроники устройства для этого оказывается достаточно, термостат не включается [5].

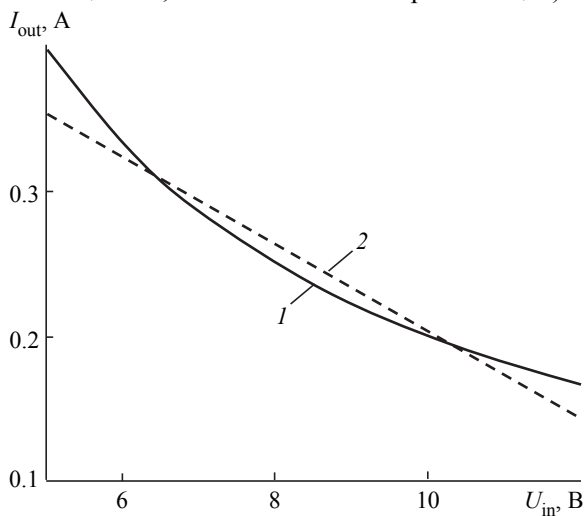
Характеристики нагревательного элемента. Основной задачей системы терморегулирования является преобразование электрической энергии в тепловую. При этом входное напряжение питания устройства может находиться в широких пределах. Вместе с тем из соображений снижения себестоимости мощность такого источника питания обычно выбирается с минимальным превышением мощности потребления устройства.

В таких условиях нельзя использовать для нагрева устройства резистор, подключаемый к источнику входного напряжения электронным ключом: при различных входных напряжениях, например в диапазоне от 5 до 12 В, выделяемая тепловая мощность будет меняться почти в 6 раз, т. е. для источника питания на 12 В потребуется шестикратный запас по мощности. Для того чтобы в некоторых фиксированных условиях и заданном конструктивном исполнении, но при разных напряжениях источника питания устройство выходило на рабочий режим за одинаковое время и при одинаковом потреблении электроэнергии, потребовалось разработать соответствующий электронный источник тепловой мощности.

Элемент, выделяющий тепло, подключается непосредственно к напряжению первичного электропитания, которое меняется в пределах от 5 до 12 В. В идеальном случае для выделения постоянной мощности, например $P_{out} = 2$ Вт, ток I_{out} , проходящий через этот элемент, в зависимости от напряжения первичного электропитания U_{in} , должен зависеть от входного напряжения согласно известному соотношению, имеющему гиперболический вид:

$$I_{out}(U_{in}) = P_{out}/U_{in}.$$

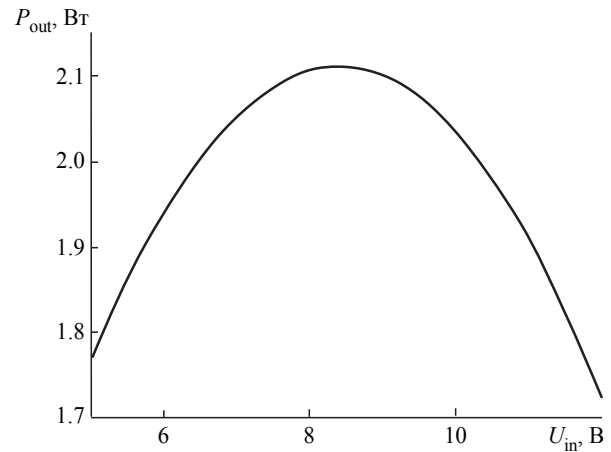
Для упрощения конструкции терморегулятора и снижения его стоимости было принято решение упростить полученный гиперболический закон и реализовать источник тепловой мощности в виде простого линейного регулятора. Для диапазона входного напряжения 5...12 В возможна аппроксимация гиперболы линейной функцией (рис. 1, 1 – идеальная характеристика источника тепловой мощности; 2 – ее линейная аппроксимация).



Как видно из графиков (рис. 1), полученная линейная аппроксимация в заданном диапазоне изменения входного напряжения отличается от идеальной гиперболической не более чем на 50 мА. Выходной ток согласно рассчитанной линейной аппроксимации должен зависеть от входного напряжения согласно соотношению

$$I_{out}(U_{in}) = aU_{in} + b, \quad (1)$$

где $a \approx -0.03 \text{ Ом}^{-1}$, $b \approx -0.503 \text{ А}$. Для указанных параметров работы схемы (мощность 2 Вт, входное напряжение 5...12 В) данные значения были получены методом линейной регрессии. Очевидно, что выходная мощность определится как $P_{out}(U_{in}) = U_{in}I_{out}(U_{in})$ и будет иметь, таким образом, параболический вид (рис. 2).



Как видно, среднее значение тепловой мощности составляет порядка 2 Вт; при минимальном (5 В) и максимальном (12 В) напряжении питания системы мощность оказывается примерно на 12 % ниже среднего (порядка 1.75 Вт), а при среднем значении напряжения питания 8.5 В она оказывается выше на 5 % (порядка 2.1 Вт). Разброс выделяемой тепловой мощности во всем диапазоне напряжений питания составляет 17 %. Подобный разброс мощности и, соответственно, скорости прогрева представляется приемлемым для большинства устройств уличного исполнения.

Практическая реализация терморегулятора. Схема источника тока, обладающей описанными ранее характеристиками, может быть легко построена на операционном усилителе (ОУ) [6]. Входным напряжением для этого каскада является собственно напряжение питания системы. Для реализации смещения выходной характеристики на заданную величину потребуется источник

напряжения смещения. Данный каскад построен на ОУ DA1.1 (рис. 3) и представляет собой источник тока, протекающего через эмиттер составного транзистора VT2. Этот ток обратно зависит от входного напряжения. Резистор R12 – токовый шунт для формирования сигнала обратной связи (ОС). Током базы VT2 и падением напряжения на R12 в расчетах пренебрегли. Передаточная характеристика схемы смещена вверх на величину по-

тенциала, приложенного к неинвертирующему входу ОУ, с учетом коэффициента передачи схемы от этого входа к выходу. В предлагаемом решении тепло выделяется непосредственно на выходном транзисторе Дарлингтона. ОУ меняет его эффективное сопротивление, а эмиттер и коллектор, если пренебречь токовым шунтом, подключены непосредственно к источнику входного питающего напряжения.

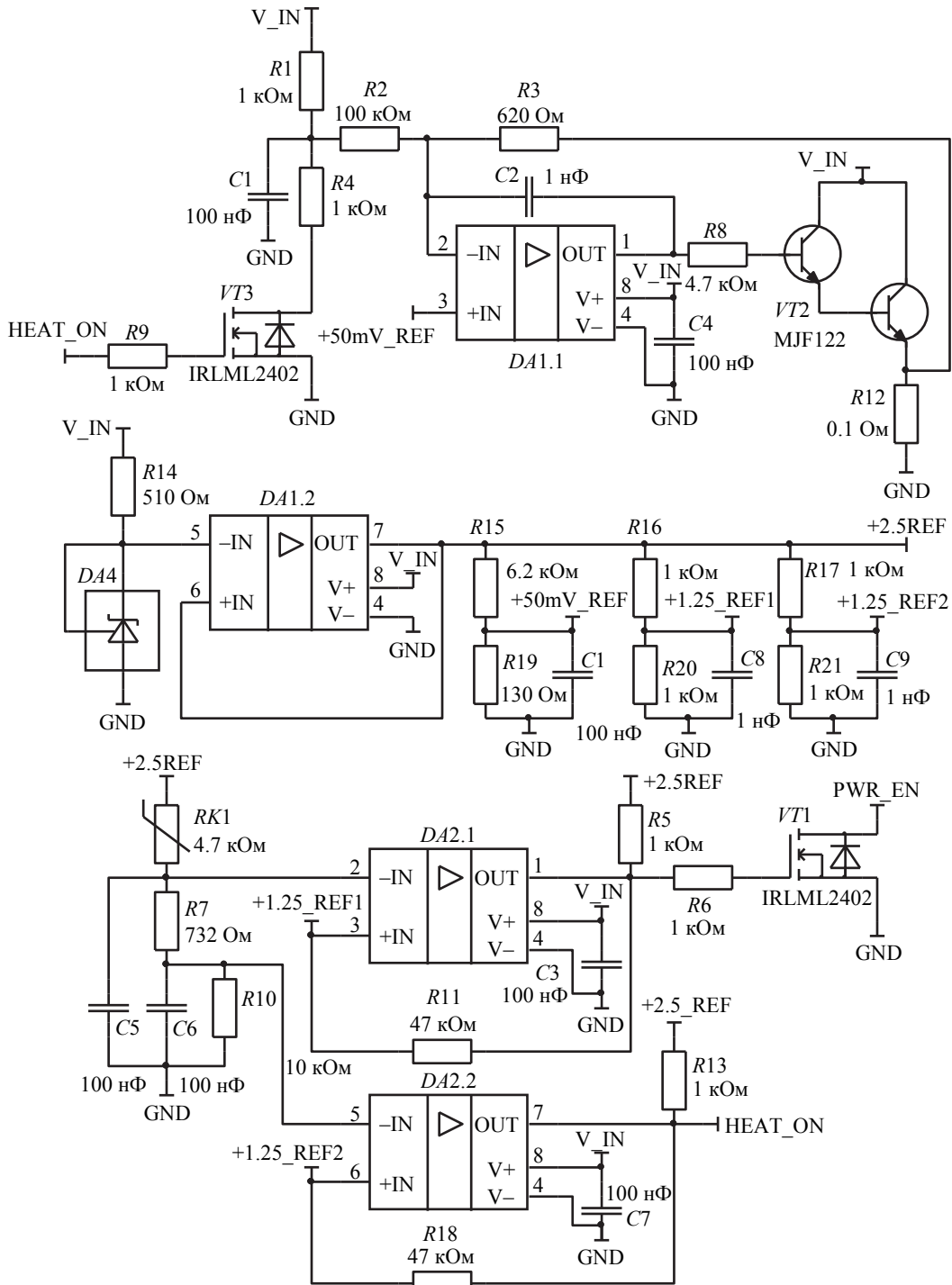


Рис. 3

Для расчета параметров элементов каскада с учетом первого коэффициента полученной линейной аппроксимации вычислим, чему равен коэффициент передачи схемы G_{VA} , выражаемый в амперах на вольт, так как каскад управляется напряжением и выдает ток в соответствии с (1):

$$G_{VA} = a. \quad (2)$$

Пусть транзистор $VT3$ находится в режиме насыщения, а сопротивление его канала стремится к нулю. Учтем, что входное напряжение предварительно делится на цепи $R1-R4$, тогда с учетом выбранного сопротивления токового шунта R_S и выражения (2) коэффициент передачи схемы «вольты на входе в вольты на токовом шунте» определится как

$$G_{VV} = G_{VA} R_S / G_{in} \approx -0.018, \quad (3)$$

где $G_{in} < 1$ – коэффициент передачи входного делителя:

$$G_{in} = 200 \text{ Ом} / (10^3 \text{ Ом} + 200 \text{ Ом}).$$

Зададим входной резистор каскада R_f (на схеме – $R2$) равным 100 кОм и с учетом (3) рассчитаем резистор ОС R_g (на схеме – $R3$) по известному соотношению для инвертирующего усилителя:

$$R_g = -G_{VV} R_f \approx 1.799 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Выберем для $R3 = R_g$ ближайший стандартный номинал в 1.8 кОм . Смещение выходной характеристики «входное напряжение в выходной ток» I_{VA} определяется параметром b полученной в (1) аппроксимации следующим образом:

$$I_{VA} = b. \quad (4)$$

С учетом выбранной величины токового шунта и (4) смещение характеристики «входное напряжение в напряжение шунта» определится как

$$U_{VV} = I_{VA} R_S \approx 0.05 \text{ В}. \quad (5)$$

С точки зрения преобразования напряжения смещения в выходное напряжение каскад представляет собой неинвертирующий усилитель с коэффициентом передачи $(1 + R_3/R_2)$. Напряжение смещения, приложенное к выводу 3 ОУ, приводит к смещению выходной характеристики каскада «напряжение в напряжение», которая в $G_{VV} + 1$ раз меньше, тогда с учетом (3) и (5) и ввиду малости величины G_{VV} , это напряжение будет равно:

$$U_{ref} = U_{VV} / (1 + G_{VV}) \approx 0.05 \text{ В}. \quad (6)$$

Напряжение смещения каскада, вычисленное по (6) (цепь 50mV_REF), формируется в схеме путем деления буферизованного напряжения 2.5 В на делителе $R15-R19$ с фильтрующим конденсатором $C1$. Исходное напряжение в 2.5 В , в свою очередь, формируется при помощи микросхемы $TL431$ ($DA4$).

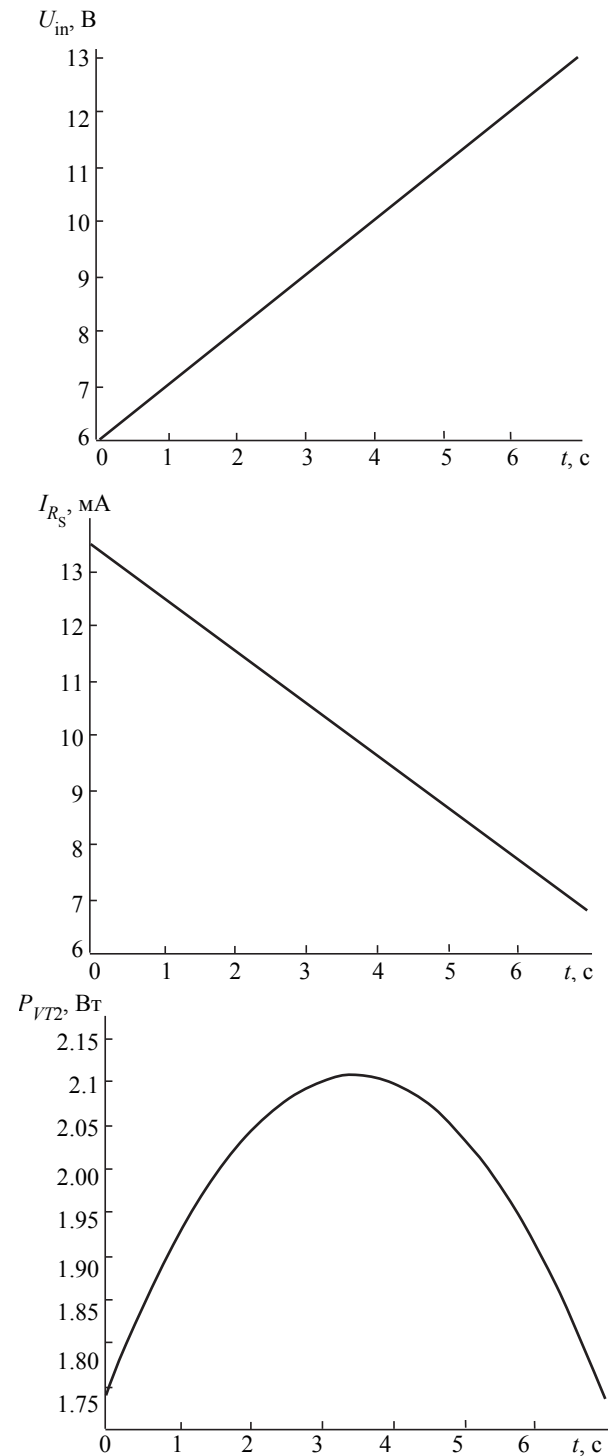


Рис. 4

Схема источника мощности с номиналами компонентов, рассчитанными описанным способом, была промоделирована при помощи SPICE-симулятора пакета Altium Designer. В построенной модели напряжение питания схемы изменялось с нулевой по седьмую секунду от 5 до 12 В (таким образом, 1 с на временной диаграмме соответствует росту напряжения питания на 1 В). Полученные временные диаграммы показаны на рис. 4 и полностью подтверждают корректность выполненных вычислений.

Для работы термостата каскад, управляющий транзистором Дарлингтона, дополнен полевым транзистором $VT3$. Если в цепи $HEAT_ON$, соединенной с затвором транзистора, действует уровень логического нуля, полевой транзистор закрыт. В таком случае минимально возможный потенциал инвертирующего входа ОУ определится формулой делителя напряжения цепи $R1-R2-R3$ (сопротивлением R_{12} пренебрегаем ввиду его малости) для минимального уровня входного напряжения питания в 5 В: $5 \text{ В} \cdot 1800 \text{ Ом} / (1800 \text{ Ом} + 100\,000 \text{ Ом} + 1000 \text{ Ом}) = 0.088 \text{ В}$. Полученное напряжение почти вдвое превышает напряжение опорной цепи $+50\text{mV_REF}$. Таким образом, закрытый транзистор $VT3$ вынудит ОУ перейти в режим отрицательного насыщения. Составной транзистор $VT2$ окажется, соответственно, в режиме отсечки, и выделяемая тепловая мощность будет нулевой. Подача уровня логической единицы на затвор $VT3$ приводит схему нагрева в рабочий режим.

Схема термостата построена на компараторе $DA2.2$. Для измерения температуры используется NTC-терморезистор [7] типа $NCP18XM472J03RB$ с номинальным сопротивлением 4.7 кОм при температуре 25 °С. Данный терморезистор установлен в цепи тройного делителя напряжения $RK1-R7-R10$, формирующей сигнал на инвертирующем входе компаратора $DA2.2$. Чем выше температура, тем ниже сопротивление и тем выше потенциал этого входа. Когда этот потенциал с некоторым запасом превышает уровень цепи 1.25_VREF2 (1.25 В), компаратор выдает логический ноль и нагрев отключается при помощи цепи $HEAT_ON$.

Компаратор $DA2.1$ разрешает запуск устройства при некоторой температуре выше 0 °С. Среднее значение сопротивления NTC-терморезистора с учетом разброса сопротивления при +5 °С можно задать на уровне

$$R_{boot} = 10.7 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

В соответствии со схемой (см. рис. 3) номинальное напряжение на инвертирующем входе компаратора $DA2.1$ для работы термостата при указанном сопротивлении датчика должно составить 1.25 В плюс/минус напряжение, связанное с наличием гистерезиса в характеристике компаратора. Введем обозначение для функции, вычисляющей сопротивление параллельно включенных резисторов следующим образом:

$$RP(a, b) = (1/a + 1/b)^{-1}. \quad (7)$$

Рассчитаем пороги переключения компараторов, изображенных на рис. 3, на примере $DA2.2$ (обвязка компараторов идентична). С учетом резистора $R18$ в цепи положительной обратной связи $DA2.2$ и особенностей делителя, формирующего напряжение 1.25 В (пороговое напряжение компаратора), пороги переключения компаратора из высокого уровня в низкий U_{H-L} и из низкого уровня в высокий U_{L-H} с учетом (7) и сопротивления подтяжки R_{13} на выходе составят, соответственно:

$$\begin{aligned} U_{H-L} &= \\ &= 2.5 \text{ В} \cdot R_{21} / [R_{21} + RP(R_{17}, R_{13} + R_{18})] = 1.263 \text{ В}; \\ U_{L-H} &= 2.5 \text{ В} \cdot RP(R_{21}, R_{18}) / [R_{17} + \\ &+ RP(R_{21}, R_{18})] = 1.237 \text{ В}. \end{aligned}$$

Асимметричность передаточной функции компаратора и ширину петли ее гистерезиса можно определить, соответственно, как:

$$\begin{aligned} U_{H-L} - 1.25 \text{ В} &= 12.887 \text{ мВ}; \\ 1.25 \text{ В} - U_{L-H} &= 13.158 \text{ мВ}; \quad U_{H-L} - U_{L-H} = 26 \text{ мВ}. \end{aligned}$$

Полученные численные параметры гистерезисной характеристики компараторов существенно выше их напряжения смещения (<10 мВ). Поскольку на гистерезис компараторов влияют как резисторы в цепи их положительной ОС, так и выходные импедансы схем формирования пороговых напряжений, для каждого компаратора используется индивидуальная цепь формирования напряжения 1.25 В.

Определим, при каких сопротивлениях датчика $RK1$ будет включаться и выключаться нагрев компаратором $DA2.2$. Зададим резисторы $R_7 = 732 \text{ Ом}$ и $R_{10} = 10 \text{ кОм}$. Ток I_1 , протекающий через тройной делитель $RK1-R7-R10$ при некотором напряжении U_1 на инвертирующем входе компаратора термостата $DA2.2$, можно вычислить следующим образом:

$$I_1(U_1) = U_1/R_{10}. \quad (8)$$

Падение напряжения на терморезисторе с учетом (8) будет равно разнице опорного напряжения 2.5 В и падения напряжения на цепи R_7 – R_{10} :

$$U_{RT}(U_1) = 2.5\text{В} - I_1(U_1)(R_7 + R_{10}). \quad (9)$$

Тогда сопротивления терморезистора R_{L-H}^T и R_{H-L}^T , при которых термостат включит и выключит нагрев, можно рассчитать, подставив в (1) $U_1 = U_{L-H}$ и $U_1 = U_{H-L}$ соответственно:

$$R_{L-H}^T = U_{RT}(U_{L-H})/I_1(U_{L-H}) = 9.481 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R_{H-L}^T = U_{RT}(U_{H-L})/I_1(U_{H-L}) = 9.064 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Из характеристик терморезистора следует, что ширина петли гистерезиса компаратора термостата составила порядка 1 °С, а поддерживаемая температура находится в пределах +6...10 °С с учетом разброса параметров терморезистора и других компонентов схемы.

Компаратор, формирующий сигнал цепи PWR_EN и разрешающий работу основного источника питания устройства +3.3 В, аналогичен рассмотренной и использует тот же тройной делитель напряжения с датчиком температуры. Рассчитаем сопротивления датчика R_{L-H}^B и R_{H-L}^B , при которых потенциал на инвертирующем входе DA2.1 достигнет уже известных порогов переключения U_{L-H} и U_{H-L} . По аналогии с (8) и (9) запишем выражение для тока делителя, включающего в себя датчик:

$$I_2(U_2) = U_2/(R_7 + R_{10}), \quad (10)$$

где U_2 – напряжение на инвертирующем входе DA2.1. Тогда аналогично (9)

$$U_{RT}(U_2) = 2.5\text{В} - I_2(U_2)(R_7 + R_{10}). \quad (11)$$

С учетом (10) и (11) по закону Ома для датчика температуры вычислим:

$$R_{L-H}^B = U_{RT}(U_{L-H})/I_2(U_{L-H}) = 10.96 \text{ кОм};$$

$$R_{H-L}^B = U_{RT}(U_{H-L})/I_2(U_{H-L}) = 10.513 \text{ кОм}.$$

Включение основного источника питания и загрузка устройства разрешается при закрытии транзистора VT1, т. е. в момент времени, когда сопротивление датчика составляет $R_{H-L}^B = 10.513 \text{ кОм}$, а температура лежит в пределах +3...7 °С. Расчеты по приведенным выражениям проводились в программном пакете MathCAD.

Описанный терморегулятор выполнен на доступной элементной базе, основу которой составляет транзистор и ОУ. Для всех элементов приведен расчет номиналов, что позволит использовать представленный терморегулятор или его отдельные части в любых компактных устройствах уличного исполнения.

Работа выполнена в рамках реализации комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства, в соответствии с постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218, договор № 03.G25.31.0256.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Щагин А. В., Амосов Е. Ю. Адаптивный алгоритм для автоматизации работы термостата // Известия вузов. Электроника. 2011. № 4. С. 59–64.
2. Кейн В. М. Конструирование терморегуляторов. М.: Сов. радио, 1971. 152 с.
3. Венгеровский Л. В., Вайнштейн А. Х. Системы термостатирования в радиоэлектронике. Л.: Энергия, 1969. 77 с.
4. Даниленко А. Ф., Дьяков А. Г. Исследование динамических характеристик термостата как объекта управления // Вестн. НТУ «ХПИ». Сер. Информатика и моделирование. 2008. № 24. С. 31–35.
5. Пат. RU 2318236 С2 МПК G05D 23/00 (2006.01). Способ температурной стабилизации электронных блоков / В. М. Вишневский, Ю. В. Целикин. Дата подачи заявки: 17.10.2005. Дата начала действия: 17.10.2005. Дата публикации патента: 27.02.2008. Правообладатели В. М. Вишневский, Ю. В. Целикин. Бюл. № 6.
6. Jung W. G. Op Amp Applications Handbook. Analog Devices, Inc. Burlington: Newnes, 2005. 878 p.
7. Кострин Д. К., Лисенков А. А., Ухов А. А. Электронные средства контроля технологических процессов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. 228 с.

A. A. Uhov, V. A. Gerasimov, L. M. Selivanov, D. K. Kostrin, V. A. Simon
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

DEVELOPMENT OF A TEMPERATURE CONTROLLER FOR THE STREET PERFORMANCE ELECTRONIC DEVICES

The method of temperature control for the street performance electronic devices is presented, that allows using an available element base with an operating temperature range of 0...70 °C in the design of the device. As a heating element it is proposed to use an operational amplifier-controlled powerful bipolar transistor. The proposed solution makes possible the creation of a simple heating source consisting of components with an extended temperature range, the parameters of which are weakly dependent on the supply voltage. The temperature controller has an additional unit that prevents the start of the main device at low temperatures. The values of all the device elements have been calculated, which will allow using this solution in any compact street performance devices. Diagram of the power source with the values of components calculated as above has been simulated with SPICE-simulator of the Altium Designer package.

Temperature controller, thermistor, current source, heating element, electronic components

УДК 537.635

Ю. В. Богачев, А. В. Никитина, Я. Ю. Марченко
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Оптимизация параметров импульсных радиочастотных последовательностей для улучшения контраста магнитно-резонансных изображений в присутствии магнитных наночастиц

Проведен анализ влияния параметров трех наиболее часто используемых импульсных радиочастотных (РЧ) последовательностей («спин-эхо», «инверсия-восстановление», «градиентная») на контраст магнитно-резонансных (МР) изображений. Разработана программа моделирования МР-томограмм и определения оптимальных значений параметров РЧ-последовательностей для достижения наилучшего контраста МР-изображений. Данная программа апробирована в магнитно-резонансных томографических исследованиях с использованием негативных контрастных агентов на основе магнитных наночастиц оксида железа. Исследовано влияние магнитных наночастиц на интенсивность сигнала ЯМР для различных концентраций магнитных наночастиц. Разработаны рекомендации по выбору оптимальных значений параметров импульсных РЧ-последовательностей и концентраций магнитных наночастиц для МРТ-диагностики с использованием негативных контрастирующих агентов.

Магнитно-резонансная томография, контраст МР-изображений, импульсные РЧ-последовательности, магнитные наночастицы, ЯМР-релаксация

Одним из признанных методов современной неинвазивной медицинской диагностики является магнитно-резонансная томография (МРТ) [1]–[4]. Однако достигаемые аппаратная чувствительность и разрешающая способность в МРТ часто не удовлетворяют растущим требованиям диагностики в медицине. Соответственно, актуальной задачей повышения информативности и диаг-

ностической ценности получаемых магнитно-резонансных томограмм является улучшение контраста магнитно-резонансных (МР) изображений. На сегодняшний день перспективными контрастирующими агентами для МРТ являются мультимодальные негативные агенты на основе магнитных наночастиц (МНЧ), которые могут выполнять не только диагностические, но и терапев-