

# Особенности реализации полупроводниковых датчиков температуры

Олег Дворников, Владимир Чеховский,  
Валентин Дятлов (г. Минск, Беларусь),  
Николай Прокопенко (г. Шахты, Ростовская обл.)

В статье рассмотрены температурные зависимости вольтамперных характеристик элементов биполярных микросхем, проанализированы схемотехника и параметры полупроводниковых датчиков температуры серий LM, MCP, TMP и ADT. Особое внимание уделено повышению точности измерения.

## ВВЕДЕНИЕ

Датчик температуры – один из наиболее распространённых первичных измерительных преобразователей. Это объясняется как потребностью в высокоточной регистрации температуры для многих областей науки и техники, так и необходимостью осуществления компенсации температурного изменения основных характеристик в различных микроэлектронных устройствах [1].

Различие диапазона регистрируемых температур и требований к согласованию с микроконтроллерами обуславливают существование разнообразных термочувствительных элементов и их интерфейсов. Так, в качестве термочувствительных элементов чаще всего применяют термопары (Thermocouple), резистивные температурные датчики (Resistive Temperature Detector), термисторы (Thermistor), полупроводниковые активные и пассивные элементы, а выходной информацией температурных датчиков может быть [2, 3]:

- напряжение или ток, пропорциональные температуре (Analog Output);
- частота, пропорциональная температуре (Frequency Output);
- скорость изменения выходного сигнала, пропорциональная температуре (Ramp Rate Output);
- коэффициент заполнения выходного сигнала, пропорциональный температуре (Duty Cycle Output);
- цифровые данные (Serial Output), передаваемые по разным шинам, например, SPI, I<sup>2</sup>C, SMBus;
- логический уровень, показывающий превышение заданной температуры или нахождение в заданном диапазоне температур (Logic Output).

Целью настоящей статьи является аналитический обзор датчиков тем-

пературы, допускающих как отдельное применение, так и использование в составе микроэлектронных интерфейсов [1, 4]. В большинстве случаев такие датчики должны работать в диапазоне температур –60...+125°C, обеспечивать аналоговый выход и технологическую совместимость с интегральными схемами (ИС) интерфейсов.

## ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ПАРАМЕТРОВ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ИС

Температурные зависимости параметров элементов ИС были исследованы при проектировании источников опорного напряжения [5]. Некоторые из этих зависимостей, например, падение напряжения на прямосмещённом *p-n*-переходе, являются основой построения термочувствительных элементов, а другие, такие как температурная зависимость сопротивления полупроводниковых резисторов и обратного тока насыщения *p-n*-перехода, приводят к нелинейности преобразования температуры в амплитуду выходного сигнала датчика. Таким образом, при проектировании датчиков температуры необходимо представлять температурные зависимости элементов и правильно учитывать их при схемотехническом моделировании, а также рассматривать возможность компенсации нелинейных температурных эффектов.

### Биполярные транзисторы

Биполярные транзисторы (БТ) используются в различных цепях ИС для усиления напряжения и тока, формирования источников и повторителей тока, сдвига уровня постоянного напряжения, в качестве термочувствительных элементов и пр. В зависимости от области применения, к параметрам

БТ предъявляются различные требования, которые будут рассмотрены ниже.

Основную температурную зависимость кремниевых БТ описывают выражения [6]:

$$I_C \approx IS \times \exp \frac{V_{BE}}{\phi_T}, \quad (1)$$

$$IS = \text{const} \times T^n \times \exp -\frac{E_{G0}}{\phi_T}, \quad (2)$$

где  $I_C$  – коллекторный ток;  $IS$  – обратный ток насыщения эмиттерного перехода;  $V_{BE}$  – падение напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе;  $\phi_T = k \times T/q$  – температурный потенциал;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура в градусах Кельвина;  $q$  – заряд электрона;  $\text{const}$  – постоянная, определяемая физико-технологическими параметрами БТ, не зависящая от температуры и прямо пропорциональная площади эмиттерного перехода  $S_E$ ;  $n$  – показатель степени, описывающий, в том числе, температурную зависимость подвижности неосновных носителей заряда,  $n$  изменяется от 1,5 до 3 [6];  $E_{G0}$  – ширина запрещённой зоны кремния при  $T = 0$  К.

При работе БТ в широком диапазоне коллекторных токов необходимо учитывать отклонение вольтамперной характеристики (ВАХ) от экспоненциальной зависимости (1), которое обычно описывается с помощью зависящего от коллекторного тока  $m$ -фактора:

$$I_C \approx IS \times \exp \frac{V_{BE}}{m \times \phi_T} = \text{const} \times T^n \times \exp \frac{V_{BE} - E_{G0}}{\phi_T}. \quad (3)$$

Чаще всего величина  $m$ -фактора находится в диапазоне от 1 до 3. В области малых токов отклонение  $m$  от единицы объясняется усилением влияния на работу БТ процессов рекомбинации, а в области больших токов – сопротивлением базовой области и эффектами высокого уровня инжекции, поэтому значение  $m$ -фактора частично зависит от конструкции транзистора. Так, для горизонтальных *p-n-p*-транзисторов отклонение  $m$  от единицы в области малых коллекторных токов обыч-

но проявляется раньше, чем для  $n-p-n$ -транзисторов из-за увеличения рекомбинационных токов. Уменьшить величину  $m$ -фактора в области больших коллекторных токов возможно с помощью конструкций БТ, обеспечивающих малое сопротивление базовой области.

На ВАХ транзисторов также влияют механические напряжения, возникающие на кристалле из-за действия различных температурных коэффициентов расширения материалов подложки и корпуса или при герметизации кристалла с помощью полимеров [7]. Эти напряжения являются одной из причин долговременного дрейфа характеристик. Экспериментальные исследования показали, что изменение характеристик вертикальных  $p-n-p$ -транзисторов с коллектором на подложке при наличии механических напряжений меньше, чем  $n-p-n$ -транзисторов [8].

Таким образом, при выборе БТ для датчиков температуры можно рекомендовать:

- в качестве термочувствительного элемента – прямосмещённый эмиттерный переход вертикального  $p-n-p$ - или  $n-p-n$ -транзистора (не допускается использование горизонтального  $p-n-p$ -транзистора);
- конструкцию БТ с минимальным сопротивлением базовой области;
- максимальное увеличение плотности коллекторного тока до появления области, в которой  $m > 1$ .

Последнее условие легко выполнить при схемотехническом моделировании БТ, включённого по схеме с общей базой, и расчёте  $m$ -фактора по соотношению:

$$m = \frac{V_{BE}}{\phi_T \times \ln \frac{I_C}{I_{CM1}} + V_{BE1}}, \quad (4)$$

где  $V_{BE1}$  – падение напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе при величине коллекторного тока  $I_{CM1}$ , соответствующей среднему уровню токов, где  $m \approx 1$ .

Пример моделирования и расчёта  $m$ -фактора, позволяющий выбрать область рабочих токов и напряжений, приведён на рисунках 1 и 2 для  $n-p-n$ -транзистора базового матричного кристалла «АБМК-1.3» [5]. В соответствии с правилами графического постпроцессора системы проектирования OrCAD на вертикальной оси отображена переменная  $V(Vb:+)/ (714.29mV+$

$+ 26mV \cdot \text{LOG}(I(Q1:c)/50.63\mu A)$ ), которая соответствует (4) при  $V_{BE1} = 714,29$  мВ,  $I_{CM1} = 50,63$  мкА,  $\phi_T = 26$  мВ.

Важность учёта  $m$ -фактора при выборе БТ в качестве термочувствительного элемента неоднократно отмечалась в литературе [9, 10]. Поэтому для обеспечения высокой точности температурных измерений с помощью дискретных транзисторов можно рекомендовать выполнение измерений и отбор транзисторов по  $m$ -фактору в соответствии с (4), например, с применением измерителя параметров полупроводниковых приборов ИППП-1 и графического постпроцессора OrCAD [11, 12].

Из (3) получаем соотношения для определения прямого падения напряжения на эмиттерном переходе БТ  $V_{BE} = f(I_C, T)$  и его температурного изменения  $dV_{BE}/dT = f(I_C, T)$ :

$$\frac{V_{BE}}{m} = E_{G0} \times \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + \frac{V_{BE0}}{m} \times \frac{T}{T_0} + \frac{n \times k \times T}{q} \times \ln \frac{T_0}{T} + \frac{k \times T}{q} \times \ln \frac{I_C}{I_{C0}}, \quad (5)$$

$$\frac{1}{m} \times \frac{dV_{BE}}{dT} = -\frac{E_{G0}}{T_0} - \frac{V_{BE0}}{m} - \frac{n \times k}{q} \times \left(1 + \ln \frac{T}{T_0}\right) + \frac{k}{q} \times \ln \frac{I_C}{I_{C0}}, \quad (6)$$

где  $V_{BE0}$  – падение напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе в опорной рабочей точке при  $T = T_0$ ,  $I_C = I_{C0}$ .

Заметим, что для транзистора типа GC1E  $n = 1,23$  в диапазоне температур от 200 до 400 К и  $I_{C0} = 400$  мкА, поэтому в соответствии с (6) температурный коэффициент  $dV_{BE}/dT$  при  $T = 300$  К будет составлять  $-1,744$  мВ/К.

Характеристики ряда аналоговых устройств, выполненных на БТ, зависят от статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером ( $\beta$ ) и его температурной зависимости, для оценки которой справедливо условие [13]:

$$\frac{d\beta}{\beta} \times \frac{1}{dT} = +0,005 \left[ \frac{1}{^\circ C} \right]. \quad (7)$$

В Spice-подобных симуляторах температурную зависимость  $\beta = \beta(T)$  характеризуют главным образом параметром  $XTB$ :

$$BF(T) = BF(T_0) \times \left(\frac{T}{T_0}\right)^{XTB}, \quad (8)$$

где  $BF(T)$ ,  $BF(T_0)$  – величина Spice-параметра  $BF$  при температуре  $T$ ,  $T_0$ ;

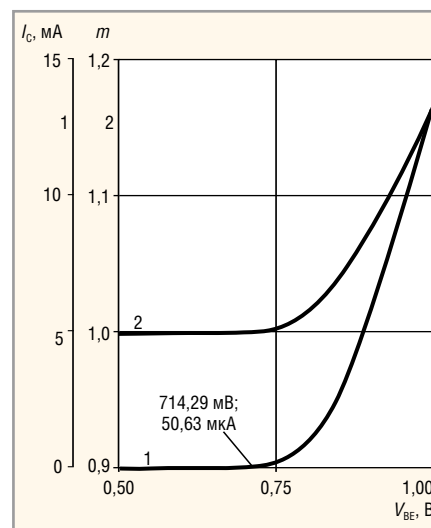


Рис. 1. Зависимость коллекторного тока (график 1, ось 1) и  $m$ -фактора (график 2, ось 2) от напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе  $n-p-n$ -транзистора типа GC1E

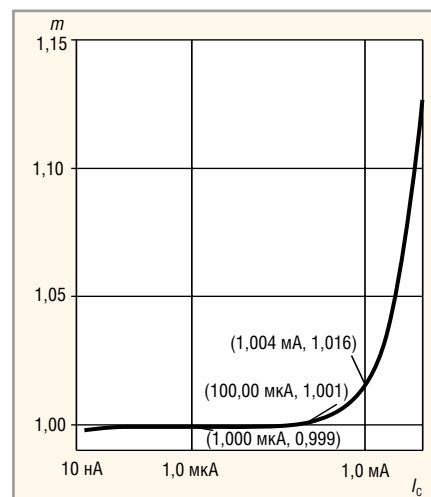


Рис. 2. Зависимость  $m$ -фактора от коллекторного тока  $n-p-n$ -транзистора типа GC1E

$BF = \beta$  в активном режиме работы БТ в прямом включении в том случае, когда допустимо пренебречь зависимостью  $\beta$  от тока и напряжения на коллекторном переходе,  $XTB$  – температурный коэффициент параметра  $BF$ .

Обычно за величину параметра  $BF$  принимают максимум функции [14]:

$$\beta = \beta(I_C) \text{ при } V_{CB} = 0, \quad (9)$$

поэтому величину  $XTB$  необходимо подобрать таким образом, чтобы при крайних значениях диапазона температур для максимального  $\beta$  обеспечивалось выполнение условия (8). Например, максимальная величина  $\beta$  при температуре  $-60^\circ C$  составляла 54,18%, а при  $+125^\circ C$  – 134,68%, значения при нормальных же условиях ( $27^\circ C$ ) – 89,21%, как показано на рисунке 3 для транзисторов «АБМК-1.3».

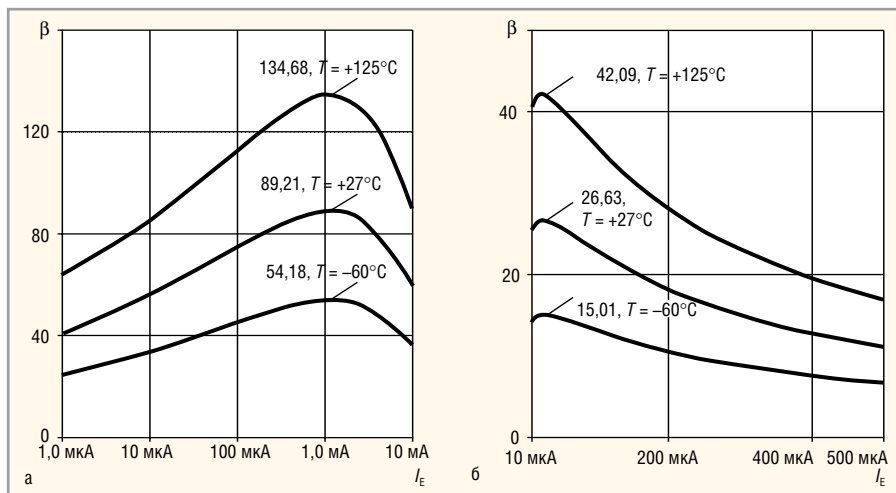


Рис. 3. Температурная зависимость  $\beta$  биполярных транзисторов «АБМК-1.3»:

а –  $p-p-p$ -типа 2GC; б –  $p-n-p$ -типа PNPJFnp

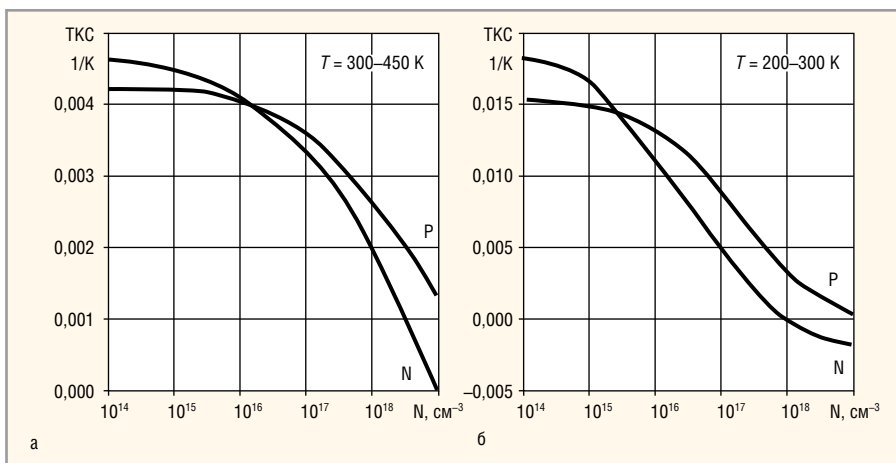


Рис. 4. Температурный коэффициент сопротивления кремниевых резисторов разного типа проводимости в зависимости от концентрации примеси при температурах 300–450 К (а) и 200–300 К (б)

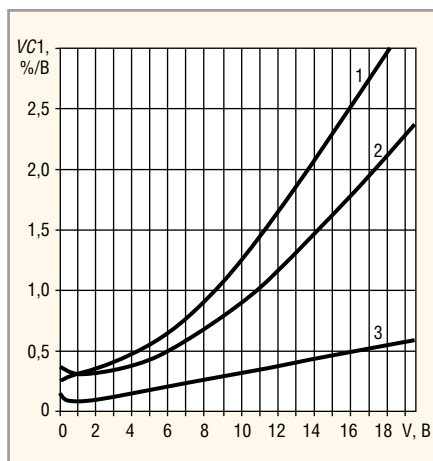


Рис. 5. Зависимость коэффициента  $VC1$  от напряжения:

- 1 – для  $p$ -резистора:  $L = 7,5$  мкм,  $W = 10$  мкм;
- 2 – для  $p$ -резистора:  $L = 9,0$  мкм,  $W = 10$  мкм;
- 3 – для ПКК-резистора:  $L = 192$  мкм,  $W = 20$  мкм

**Резисторы**

Зависимость сопротивления резистора от напряжения и температуры  $R(V, T)$  при моделировании часто представляется в следующем виде:

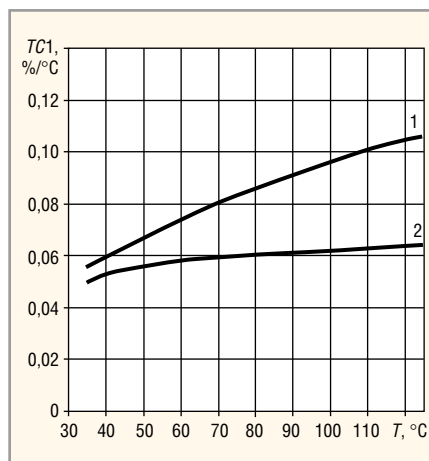


Рис. 6. Зависимость коэффициента  $TC1$  от температуры:

- 1 – для  $p$ -резистора:  $L = 7,5$  мкм,  $W = 4$  мкм;
- 2 – для ПКК-резистора:  $L = 192$  мкм,  $W = 20$  мкм

$$R(V, T) = R_0 \times [1 + VC1 \times (V^+ - V^-) + VC2(V^+ - V^-)^2] \times [1 + TC1 \times (T - T_0) + TC2 \times (T - T_0)^2],$$

где  $V^+$ ,  $V^-$  – положительный и отрицательный потенциал выводов резисто-

ра;  $T, T_0$  – текущая и номинальная температура;  $R_0$  – сопротивление резистора при номинальной температуре и малом падении напряжения на резисторе;  $VC1(VC2)$  – коэффициент линейной (квадратичной) зависимости сопротивления от напряжения (Voltage Coefficient of Resistance);  $TC1(TC2)$  – коэффициент линейной (квадратичной) зависимости сопротивления от температуры (Temperature Coefficient of Resistance). В инженерной практике для расчётов обычно применяют только коэффициенты  $VC1, TC1$ , величины которых определяют как усреднённые значения в диапазоне напряжений и температур.

Нелинейность и температурная зависимость ВАХ резисторов может оказать значительное влияние на характеристики датчиков температуры, поэтому для прецизионных изделий рекомендуется применение тонкоплёночных резисторов с малым температурным коэффициентом сопротивления (ТКС). Если при разработке ИС доступны только полупроводниковые резисторы, то их следует выполнять на сильнолегированных полупроводниковых слоях с минимальным ТКС, который можно оценить по графикам на рисунке 4 [14].

Так,  $p$ -резисторы «АБМК-1.3» характеризуются сопротивлением слоя  $R_s = 560$  Ом/квадрат и глубиной залегания  $X_j = 0,36$  мкм, при этом их удельное сопротивление составляет  $\rho \approx R_s X_j = 0,02$  Ом•см и средняя концентрация примеси  $N = 3 \times 10^{18}$  см<sup>-3</sup>. В диапазоне температур от 300 до 450 К для  $p$ -резисторов ТКС = 0,0015, а параметры модели  $TC1 = 0,0015, TC2 = 0$ .

Обычно полагают, что для полупроводникового резистора нелинейность ВАХ обусловлена распространением области пространственного заряда изолирующего  $p-n$ -перехода в токопроводящую область резистора. Этот эффект аналогичен действию затвора в полевых транзисторах с  $p-n$ -переходом, поэтому для описания нелинейности ВАХ полупроводникового резистора часто применяют комбинированную модель Шихмана-Ходжеса [14].

Резисторы современных микросхем чаще всего реализованы на сильнолегированных полупроводниковых слоях, расположенных в слаболегированных изолирующих карманах. В этом случае область пространственного заряда изолирующего  $p-n$ -перехода преимущественно распространяется в карман,

и нелинейность ВАХ резисторов в большей степени обусловлена насыщением скорости носителей заряда в электрических полях с большой напряжённостью. На рисунках 5 и 6 приведены результаты измерений ВАХ сильнолегированных резисторов разной длины ( $L$ ) и ширины ( $W$ ), сформированных с помощью технологического маршрута изготовления «АБМК-1.3», а именно для области  $p$ -типа с указанными выше параметрами и поликристаллического кремния (ПКК) с  $R_s = 37$  Ом/квadrat и толщиной  $X_j = 0,45$  мкм.

Результаты экспериментальных исследований позволили установить, что [5]:

- коэффициент  $VC1$  зависит от напряжения, а  $TC1$  – от температуры, поэтому для моделирования температурных датчиков необходим учёт параметров модели  $VC2, TC2$ ;
- для уменьшения зависимости сопротивления сильнолегированного резистора от напряжения необходимо увеличивать его длину;
- наименьшей нелинейностью ВАХ в диапазоне температур обладает низкоомный ПКК- резистор.

### СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ДАТЧИКОВ TEMПЕРАТУРЫ

Для нахождения температуры допустимо использовать температурный коэффициент напряжения (ТКН) пробоя обратносмещённого  $p$ - $n$ -перехода (см. рис. 7) [5]. Однако величина положительного ТКН лавинного пробоя (туннельный пробой с отрицательным ТКН обычно характеризуется высоким уровнем шумов), сравнимая по абсолютному значению с  $dV_{BE}/dT$ , обычно достигается при пробивном напряжении, превышающем 6 В, что приводит к нежелательному увеличению напряжения питания ИС.

Как указывалось ранее, в качестве термочувствительного элемента можно применять прямосмещённый эмиттерный переход БТ. Из соотношения (3) для БТ получим:

$$V_{BE} \approx \frac{m \times k \times T}{q} \times \ln \frac{I_C}{IS}. \quad (11)$$

Если коллекторный ток БТ поддерживать постоянным и измерять зависимость  $V_{BE}(T)$ , то абсолютную темпера-

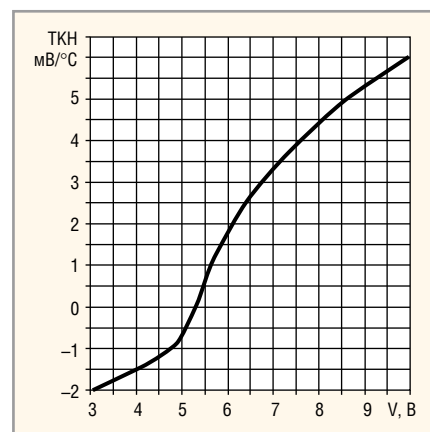


Рис. 7. Зависимость температурного коэффициента напряжения пробоя плоского кремниевого  $p$ - $n$ -перехода от величины напряжения пробоя

туру в градусах Кельвина можно определить из соотношения:

$$T \approx \frac{q}{m \times k} \times \frac{V_{BE}}{\ln \frac{I_C}{IS}}. \quad (12)$$

К сожалению, величина  $IS$  имеет значительный технологический разброс и зависит от температуры, что затрудняет точное определение последней

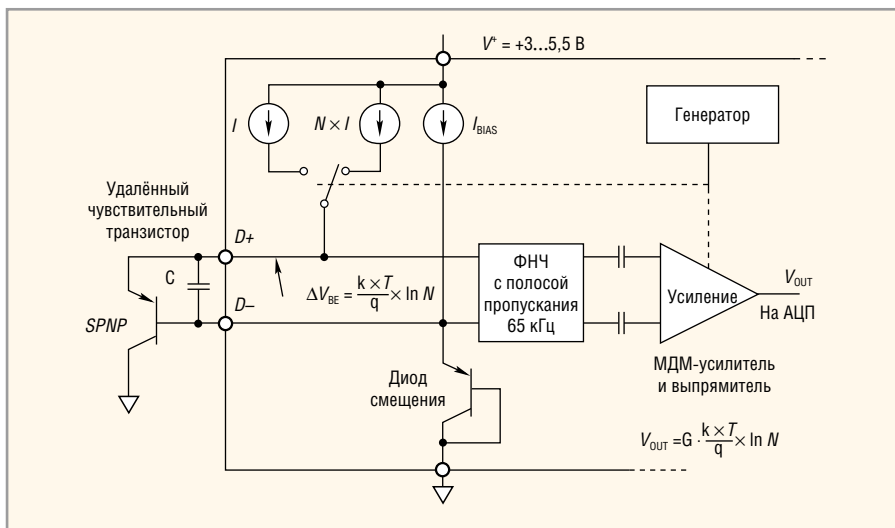


Рис. 8. Структурная схема температурного датчика в ИС ADM1021

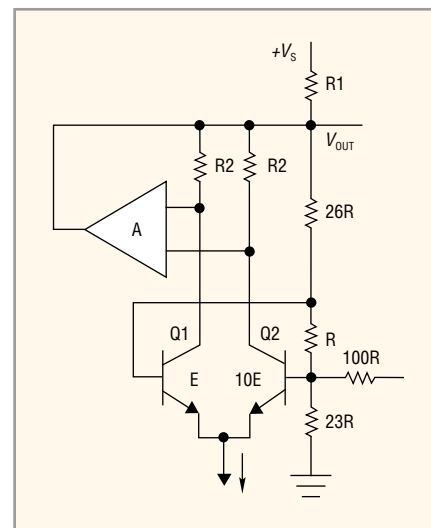


Рис. 9. Интегральный датчик температуры

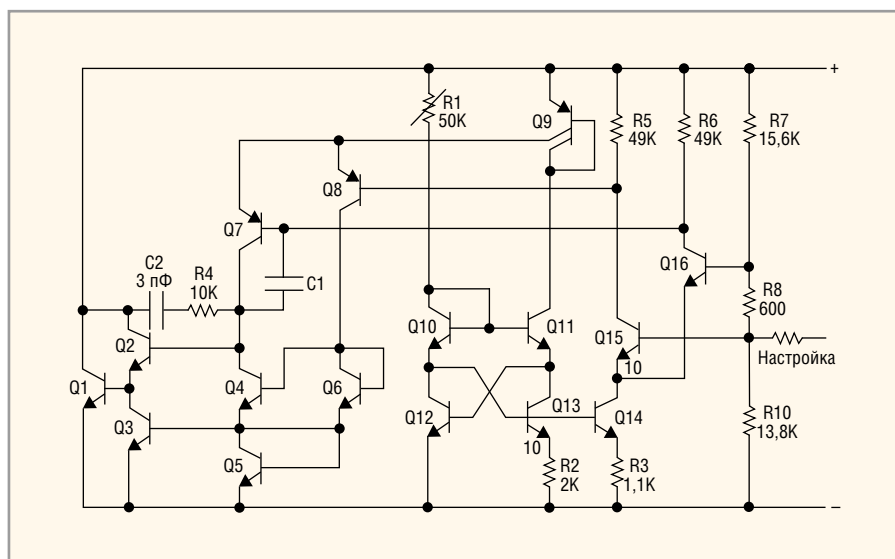


Рис. 10. Упрощённая электрическая схема температурного датчика LM135

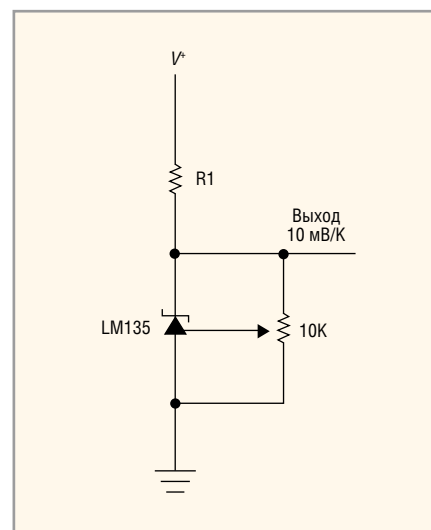


Рис. 11. Схема включения температурного датчика LM135

в широком диапазоне значений. Для увеличения точности определения температуры часто используют так называемую дельта-методику, в соответствии с которой:

$$T \approx \frac{q}{m \times k} \times \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{\ln \left( \frac{I_{C2} \times I_{S1}}{I_{C1} \times I_{S2}} \right)}, \quad (13)$$

где  $V_{BE1}$  – величина  $V_{BE}$  при  $I_{C1}, I_{S1}$ .

Так, в некоторых температурных датчиках в качестве удалённого термочувствительного элемента используют прямосмещённый эмиттерный переход внешнего транзистора, через который попеременно задают два значения тока, отличающиеся в  $N$  раз ( $I_{C1} = N \times I_{C2}$ ) (см. рис. 8), регистрируют  $V_{BE1}, V_{BE2}$  и с учётом (13), а также  $I_{S1} = I_{S2} = IS$  рассчитывают температуру:

$$T \approx \frac{q}{m \times k} \times \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{\ln N}. \quad (14)$$

Как следует из (14), точность регистрации температуры в этом случае не зависит от величины  $IS$ , однако на погрешность измерений влияет ряд других факторов [10]:

- различное падение напряжения на полупроводниковых областях удалённого чувствительного транзистора и соединительных проводах при отличающихся коллекторных токах  $I_{C2}, I_{C1}$ ;
- наличие наводок, возникающих при коммутации токов  $I_{C2}, I_{C1}$  через внешний транзистор, усреднённое значение которых влияет на измеренную величину  $V_{BE}$ .

В датчиках, содержащих термочувствительный элемент и схему обработки сигнала на одном кристалле, для регистрации температуры применяют два БТ, работающих при одинаковом коллекторном токе  $I_{C2} = I_{C1}$ , но имеющих различные  $IS$  ( $I_{S2} = N \times I_{S1}$ ) за счёт масштабирования площадей

эмиттерных переходов транзисторов  $S_{E2} = N \times S_{E1}$  (см. рис. 9) [15]. Усилитель  $A$  на рисунке 9 через цепь отрицательной обратной связи (ООС) устанавливает коллекторный ток  $Q1$  такой величины, что напряжение между входами усилителя  $A$  близко к нулевому значению, т.е. коллекторные потенциалы  $Q1$  и  $Q2$  равны. Поскольку сопротивления коллекторных резисторов транзисторов  $Q1$  и  $Q2$  одинаковы, то действие ООС обеспечивает равенство коллекторных токов  $I_{C1} = I_{C2}$ , а падение напряжения на резисторе  $R$  ( $V_R$ ) и выходное напряжение схемы ( $V_{OUT}$ ) составляют:

$$V_R = V_{BE1} - V_{BE2} \approx \frac{m \times k \times T}{q} \times \ln N, \quad (15)$$

$$V_{OUT} \approx 50 \times \frac{m \times k \times T}{q} \times \ln N \approx 10 \frac{mB}{K}. \quad (16)$$

Резистор, обозначенный на рисунке 9 как 100R, применяется для подстройки выходного напряжения, а резистор  $R1$  находится вне температурного датчика.



Такая схема регистрирует абсолютную температуру в градусах Кельвина; при её использовании для определения температуры в градусах Цельсия из выходного напряжения следует вычесть относительно высокий постоянный уровень,  $V_{OUT}(T = 273 \text{ K}) \approx 2,711 \text{ В}$ .

Рассмотренный метод формирования напряжения в соответствии с (15), прямо пропорционального абсолютной температуре (Proportional to Absolute Temperature, PTAT), используется во многих полупроводниковых датчиках, основное отличие которых заключается в различном уровне формируемого PTAT-напряжения и коэффициентах передачи масштабирующих усилителей, согласующих выходное напряжение температурного датчика с температурной шкалой в градусах Кельвина (K), Цельсия (°C) или Фаренгейта (°F).

На рисунках 10 и 11, соответственно, приведены упрощённая электрическая схема и схема включения температурного датчика LM135, в которой:

- Q15, Q16 – термочувствительные транзисторы с различающейся в 10 раз площадью эмиттерных переходов;

- масштабирование PTAT-напряжения  $V_{BE16} - V_{BE15}$  осуществляется резистивным делителем в  $(R7 + R8 + R10)/R8 = 50$  раз;
- R1, Q9 – Q14 – источник тока, питающий ( $I_{C14}$ ) термочувствительные транзисторы и ( $I_{C9}$ ) дифференциальный каскад усилителя ООС;
- усилитель ООС (А на рисунке 9) включает дифференциальный каскад Q7, Q8 с активной нагрузкой на «токовом зеркале» Q4, Q6 и выходной каскад с «открытым» коллектором Q1, нагрузкой которого является внешний резистор (R1 на рисунке 11).

Функционирование схемы, показанной на рисунке 10, аналогично схеме рисунка 9.

Особенностью датчика температуры LM134 (см. рис. 12 и 13) является выходной сигнал в виде тока, пропорционального абсолютной температуре с коэффициентом преобразования 0,336%/°C при 25°C. Источники тока на *p-n-p*-транзисторах Q4, Q5 устанавливаются с помощью ООС (Q6,  $R_{SET}$ ) одинаковый коллекторный ток термочувствительных *n-p-n*-транзисторов Q1, Q2, соотношение площадей эмиттеров

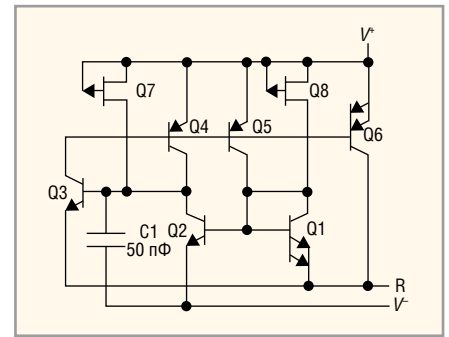


Рис. 12. Упрощённая электрическая схема температурного датчика LM134

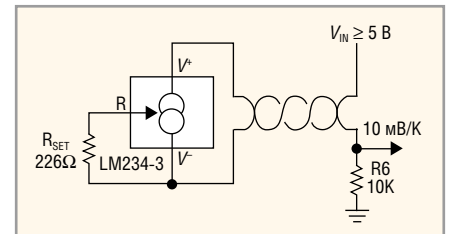


Рис. 13. Схема включения температурного датчика LM134

которых (12/1) выбрано таким образом, что PTAT-напряжение на резисторе  $R_{SET}$ , включённом между выводами R и  $V^-$ , составляет 64 мВ при 25°C. Так как  $V_{BE6} = V_{BE5} = V_{BE4}$ , то коллекторный ток

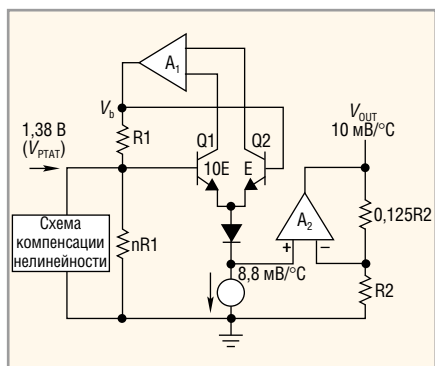


Рис. 14. Структурная схема температурного датчика LM35

Q6 точно масштабирован относительно коллекторных токов транзисторов Q4, Q5. При этом ток, протекающий через резистор R<sub>SET</sub>, всегда составляет 17/18 суммарного тока потребления I<sub>SET</sub> (S<sub>E4</sub> = S<sub>E5</sub> = S<sub>E6</sub>/16), втекающего в вывод V<sup>+</sup>:

$$I_{SET}(25^\circ\text{C}) = \frac{18}{17} \times \frac{64\text{ мВ}}{R_{SET}} = \frac{67,8\text{ мВ}}{R_{SET}} \quad (17)$$

Транзистор Q3 применён вместо диодного включения Q4 для того, чтобы значительно уменьшить влияние базовых токов *p-n-p*-транзисторов на равенство коллекторных токов Q1, Q2 и таким образом устранить зависимость РТАТ-напряжения от величины I<sub>SET</sub>. Микроомощные полевые транзисторы с *p-n*-переходом Q7, Q8, максимальный ток стока которых составляет около 20 нА, и конденсатор С1 образуют цепь (start-up circuit), запускающую работу источников тока Q4 – Q6 при подаче напряжения между выводами V<sup>+</sup> и V<sup>-</sup> за время, в течение которого потенциал базы Q3 достигнет величины около 500 мВ, т.е. за 500 мВ × 50 пФ/20 нА = 1,25 мс.

На рисунке 14 приведена модернизированная схема, преимуществами которой являются [15]:

- возможность получения относительно высокого температурного изменения выходного напряжения dV<sub>OUT</sub>/dT и требуемого значения выходного напряжения при заданной температуре (например, V<sub>OUT</sub> = 250 мВ при 25°C);
- простой метод калибровки;
- компенсация нелинейности (curvature compensation circuit) температурной зависимости V<sub>BE</sub>(T).

Заметим, что в качестве усилителя А1 на рисунке 14 допустимо применять усилитель напряжения с резисторами в коллекторных цепях Q1, Q2, как показано на рисунке 9, или высококачественные повторители тока [16].

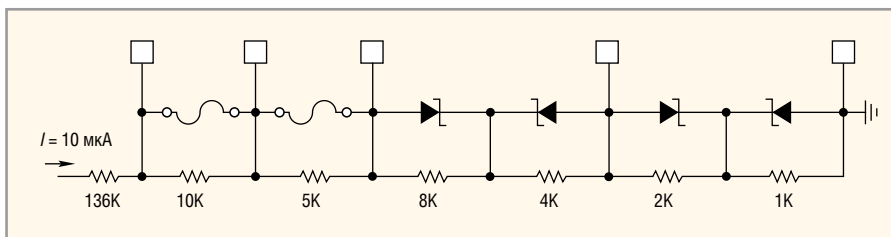


Рис. 15. Электрическая схема цепи калибровки температурного датчика LM35

Такая структурная схема с небольшими изменениями применена в температурных датчиках LM34, LM35, LM50.

Разность напряжений V<sub>BE2</sub> – V<sub>BE1</sub> преобразуется в ток резистором R1 и создаёт РТАТ-напряжение V<sub>PTAT</sub> на цепочке резисторов nR<sub>1</sub>, суммарное сопротивление которых обычно подстраивают на пластине (см. рис. 15) для получения необходимого температурного изменения выходного напряжения.

На неинвертирующий вход усилителя А2 поступает напряжение V<sub>PTAT</sub> – 2V<sub>BE</sub>, которое преобразуется усилителем А2 таким образом, чтобы согласовать уровень выходного напряжения с выбранной температурной шкалой и установить температурное изменение около 10 мВ на градус этой шкалы. Так, для схемы, показанной на рисунке 14, при температуре 25°C будут справедливы следующие величины основных параметров: V<sub>BE1</sub> = 0,581 В; dV<sub>BE1</sub>/dT = –2,1 мВ/°C; V<sub>BE2</sub> – V<sub>BE1</sub> = 59,2 мВ; n = 23,3; V<sub>PTAT</sub> = 1,38 В; dV<sub>PTAT</sub>/dT = 4,63 мВ/°C; dV<sub>IN+</sub>/dT = 8,83 мВ/°C; V<sub>IN+</sub> = 0,218 В; V<sub>OUT</sub> = 0,245 В; dV<sub>OUT</sub>/dT = 9,94 мВ/°C. Более точного значения температурного изменения выходного напряжения (10 мВ/°C) можно достичь за счёт подстройки на пластине величины n (рис. 15), а требуемого выходного напряжения (0,25 В при 25°C) – с помощью изменения резисторов в цепи ООС усилителя А2.

Заметим, что в соответствии с (6) величина dV<sub>BE</sub>/dT зависит от V<sub>BE0</sub> и имеет технологический разброс, поэтому подстройка сопротивления цепочки резисторов nR1, выполняемая за счёт закорачивания стабилитронов или пережигания перемычек [17] в схеме на рисунке 15, необходима для любых высокоточных датчиков температуры. Выполненный в [15] анализ позволяет утверждать, что температурное изменение выходного напряжения dV<sub>OUT</sub>/dT, полученное при настройке для одной температуры, будет сохраняться во всём температурном диапазоне.

Как следует из (5), V<sub>BE</sub> нелинейно зависит от температуры, что может

привести к значительным погрешностям температурного датчика по схеме рисунка 14 из-за нелинейного изменения напряжения на неинвертирующем входе усилителя А2, обусловленного падением напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе Q1 и диоде. Для компенсации температурной нелинейности V<sub>BE</sub> предназначена схема, показанная на рисунке 16.

Транзисторы Q1 и Q2 на рисунке 16 применяются для задания тока в остальных трёх транзисторах схемы. Ток через Q1 и Q2 устанавливается внешней цепью прямо пропорциональным абсолютной температуре (I<sub>PTAT</sub>), поэтому ток через Q5 и R<sub>B</sub> также будет иметь РТАТ-зависимость при условии R<sub>B</sub> << V<sub>BE5</sub>/I<sub>E5</sub>. Ток через резистор R<sub>A</sub> определяется падением напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе Q4 и поэтому убывает с ростом температуры, а эмиттерный ток Q3, являющийся суммой тока, прямо пропорционального (I<sub>C5</sub>) и обратно пропорционального (I<sub>RA</sub>) температуре, не зависит от температуры, т.е. I<sub>C3</sub> = const. Коллекторный ток Q4 (I<sub>C4</sub>) найдём из следующих соотношений:

$$I_{C4} \approx IS_4 \times \exp\left(\frac{V_{BE4}}{m \times \Phi_T}\right), \quad (18)$$

$$V_{BE4} = V_{BE1} + V_{BE2} - V_{BE3}. \quad (19)$$

Если все БТ имеют идентичные параметры m и IS, то:

$$I_{C4} = \frac{I_{C1} \times I_{C2}}{I_{C3}} = \frac{I_{PTAT}^2}{I_{const}}. \quad (20)$$

Таким образом, генерируется ток I<sub>C4</sub>, прямо пропорциональный квадрату температуры и компенсирующий температурную нелинейность двух последовательно соединённых прямосмещённых *p-n*-переходов.

На погрешность температурных датчиков могут оказывать влияния ТКС резисторов, а также обратные токи коллекторных переходов и переходов коллектор – подложка термочувствительных транзисторов (Q1 и Q2 на рис. 14). Хотя обратные токи доволь-

но малы, их величина обычно удваивается при увеличении температуры на 10°C, что может привести к дополнительной температурной нелинейности  $V_{BE}$ . Для выравнивания обратных токов транзисторы Q1 и Q2 целесообразно формировать из матрицы транзисторов, часть из которых соединена со схемой (см. рис. 17) [15], а топология транзисторов должна обеспечивать максимальную идентичность их параметров [14]. Дополнительным фактором, повышающим точность температурных датчиков, является использование тонкоплёночных резисторов с малым ТКС и отсутствием зависимости сопротивления от напряжения.

Основные параметры распространённых датчиков температуры приведены в таблице.

### Выводы

Для регистрации температуры в биполярных полупроводниковых датчиках чаще всего применяют температурную зависимость падения напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе (соотношение (5)) и формирование напряжения, прямо пропорционального абсолютной температуре (PTAT-напряжения) по соотношению (15). PTAT-напряжение в КМОП-датчиках получают как разность падения напряжения на двух  $p-n$ -переходах разной площади, через которые протекает одинаковый ток; коммутацией разных токов через один  $p-n$ -переход, как показано на рисунке 8, или с помощью КМОП-транзисторов, работающих в области слабой инверсии, в которой зависимость тока стока от напряжения затвор-исток  $I_D = f(V_{GS}, T)$  аналогична  $I_C = f(V_{BE}, T)$ .

Прецизионные датчики температуры целесообразно создавать на термочувствительных биполярных транзисторах с отличающейся в 10–15 раз площадью эмиттерных переходов и компенсацией нелинейной зависимости  $V_{BE} = f(T)$ . Такие датчики возможно реализовать не только по биполярной, но и по КМОП-технологии с применением стандартных структур.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Дворников О.В., Чеховский В.А., Дятлов В.Л., Прокопенко Н.Н. Особенности аналоговых интерфейсов датчиков. Современная электроника. № 2, № 3, 2013.
2. Baker В. Temperature Sensing Technologies. Microchip Technology Inc. AN679.

3. Lepkowski J. Temperature Measurement Circuits for Embedded Applications. Microchip Technology Inc. AN929.
4. Дворников О.В., Чеховский В.А., Дятлов В.Л., Прокопенко Н.Н. Интерфейсы датчиков для систем на кристалле. Современная электроника. № 8, 2013.
5. Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Крутицкий С.Г. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем. Шахты, 2011.
6. Достал И. Операционные усилители. Мир, 1982.
7. Сергеев В.С., Кузнецов О.Л., Захаров Н.П., Летагин В.А. Напряжения и деформации в элементах микросхем. Радио и связь, 1987.
8. Meijer G.C.M., Wang G., Fruett F. Temperature sensors and voltage references implemented in CMOS technology. IEEE Sensors Journal. Vol. 1, № 3, 2001.
9. Digital temperature sensor accuracy explained. Philips. AN10349.
10. Jones M. Accurate temperature sensing with an external P-N junction. www.edn.com.
11. Дворников О.В., Шульгевич Ю.Ф., Толкун А.В. Применение постпроцессора PROBE для анализа результатов измерителя параметров полупроводниковых приборов ИППП-1. www.mnipi.by.
12. www.mnipi.com.
13. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. Мир, 1988.
14. Абрамов И.И., Дворников О.В. Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем. Минск, 2006.
15. LM34/LM35 Precision Monolithic Temperature Sensors. Texas Instruments. AN-460.

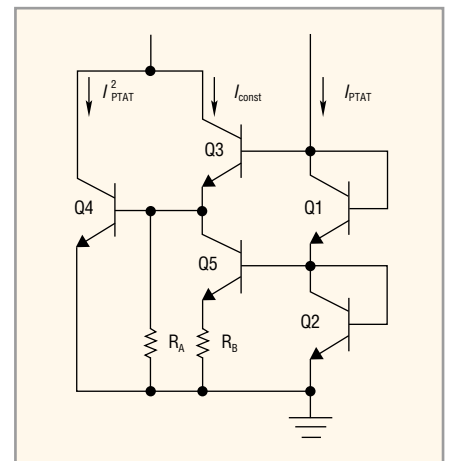


Рис. 16. Электрическая схема цепи компенсации температурной нелинейности LM34

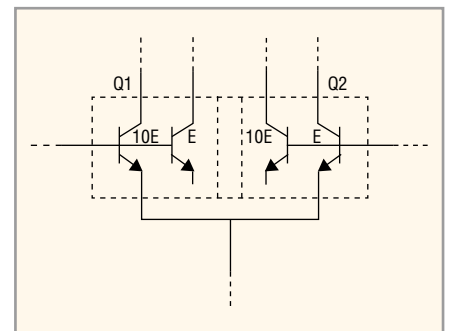


Рис. 17. Электрическая схема цепи термочувствительных транзисторов LM34

16. Дворников О.В. Схемотехника биполярно-полевых аналоговых микросхем. Часть 2. Высокоточные повторители тока. Chip News. № 10, 2004.
17. Дворников О.В. Применение элементов с изменяемым сопротивлением для подгонки характеристик монолитных ИС. 2001.



### Параметры распространённых ИС датчиков температуры

Наименование датчика	Тип выходного сигнала (его величина)	Температурный диапазон, °С	Температурное изменение выходного сигнала	Температурная погрешность, %	Напряжение питания, В
LM134	Ток (регулируемый от 100 мкА до 1 мА при 25°C)	-55...+125	0,336 %/K	+3	0,9...40
LM35	Напряжение (0 при 0°C)	-55...+150	10 мВ/°С	+1	4...30
LM50	Напряжение (0,5 В при 0°C)	-40...+125	10 мВ/°С	+4	4,5...10
LM60	Напряжение (0,424 В при 0°C)	-40...+125	6,25 мВ/°С	+4	2,7...10
LM135	Напряжение (2,982 В при 25°C)	-55...+150	10 мВ/K	+2,7	2,98 В +5 мА × R1
MCP9700	Напряжение (0,5 В при 0°C)	-40...+125	10 мВ/°С	+2	2,3...5,5
MCP9701	Напряжение (0,4 В при 0°C)	-40...+125	19,5 мВ/°С	+2	3,1...5,5
TC1046	Напряжение (0,424 В при 0°C)	-40...+125	6,25 мВ/°С	+2	2,7...4,4
TMP17	Ток (298,2 мкА при 25°C)	-40...+105	1 мкА/K	+3,5	4...30
TMP35	Напряжение (0,25 В при 25°C)	-10...+125	10 мВ/°С	+2	2,7...5,5
TMP36	Напряжение (0,75 В при 25°C)	-40...+125	10 мВ/°С	+2	
TMP37	Напряжение (0,5 В при 25°C)	+5...+100	20 мВ/°С	+2	
ADT45	Напряжение (0,25 В при 25°C)	-40...+125	10 мВ/°С	+2	
ADT50	Напряжение (0,75 В при 25°C)	-40...+125	10 мВ/°С	+2	2,7...12