РАЗДЕЛ 7

Датчики температуры

РАЗДЕЛ 7: ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРЫ

Уолт Кестер, Джеймс Брайнт, Уолт Юнг

- **Работа термопар и компенсация температуры холодного спая**
- **Резистивные датчики температуры**
- **Термисторы**
- **Полупроводниковые датчики температуры**
- **Мониторинг температуры микропроцессоров**

Введение

В современных электронных устройствах измерение температуры чрезвычайно важно, особенно если речь идет о дорогих малогабаритных компьютерах или других портативных устройствах с плотно упакованными электронными компонентами, которые рассеивают заметную мощность в виде тепловой энергии. Знание температуры системы можно также использовать для управления зарядом аккумуляторных батарей и для предотвращения повреждения дорогостоящих микропроцессоров.

Портативное высоко потребляющее оборудование часто имеет охлаждающий вентилятор для поддержания внутренней температуры на нужном уровне. Для того чтобы продлить жизненный цикл аккумуляторных батарей, вентилятор должен работать только тогда, когда это необходимо. Точное управление работой вентилятора требует знания критических температур, которые измеряются с помощью соответствующих датчиков температуры.

- Для мониторирования (наблюдения)
  - Портативного оборудования
  - Температуры центрального процессора
  - Температуры аккумуляторной батареи
  - Температуры окружающей среды
- Для компенсации
  - Для компенсации дрейфа генератора в сотовых телефонах
  - Для компенсации температуры холодного спая термопар
- Для управления
  - Зарядом аккумуляторной батареи
  - Управление процессом удержания температуры

Рис.7.1. Применение датчиков температуры.

Точные измерения температуры требуется и для других приложений, таких как управление технологическими процессами и специальный инструментарий. В большинстве случаев, вследствие малых выходных сигналов и их нелинейности, выходные сигналы с датчиков должны быть отнормированы соответствующим образов и усилены перед тем как выполнять их последующую обработку.

Исключая интегральные датчики, все температурные датчики обладают нелинейной функцией передачи. В прошлом, для коррекции нелинейности датчика конструировались специальные сложные аналоговые схемы нормирования. Для достижения требуемой точности данные цепи часто требовали ручной калибровки и применения прецизионных резисторов. В настоящее время выходы датчиков можно квантовать непосредственно с помощью АЦП высокого разрешения, затем выполнить линеаризацию и калибровку цифровым способом, уменьшив тем самым стоимость и сложность системы.

Резистивные датчики температуры являются достаточно точными устройствами, но требуют внешнего тока возбуждения и обычно используются в мостовых измерительных схемах. Термисторы имеют наивысшую чувствительность, но в то же время обладают наибольшей нелинейностью. Однако, они популярны в портативных приложениях, таких как измерение температуры аккумуляторной батареи и в других системах измерения критичных температур.

Современные полупроводниковые датчики температуры дают высокую точность и обладают высокой линейностью по диапазону рабочих температур от – 55°С до + 150 °С. Внутренние усилители могут масштабировать выходной сигнал до удобных значений на выходе, например, 10 мВ/°С. Они также полезны для применения в цепях компенсации температуры холодного спая для широкодиапазонных датчиков температуры - термопар. Полупроводниковые температурные датчики можно объединять в многофункциональные интегральные схемы (ИС), которые выполняют ряд других мониторирующих функций.

На Рис.7.2 перечислено большинство из наиболее популярных типов преобразователей температуры и даны их характеристики.

Термопары	**РДТ**	**Термисторы**	**Полупроводниковые датчики температуры**
Самые широкий диапазон температур: -184°С до+2300° С	Диапазон: -200°С до +850°С	Диапазон: 0°С до + 100° С	Диапазон: -55°С до +150°С
Высокая точность и повторяемость	Высокая линейность	Низкая линейность	Линейность: 1° С Точность: 1° С
Необходимость компенсации холодного спая	Требует внешнего возбуждения	Требует внешнего возбуждения	Требует внешнего возбуждения
Низкое выходное напряжение	Низкая стоимость	Высокая чувствительность	Типовой выходной сигнал: 10 мВ/К, 20мВ/К или 1 мА/К

Рис.7.2. Типы датчиков температуры.

Работа термопар и компенсация холодного спая

Термопары являются небольшими, точными и относительно недорогими устройствами и работают в широком диапазоне температур. Они особенно полезны при выполнении измерения весьма высоких температур (до + 2300°С) в агрессивных средах. Они дают на выходе милливольтные сигналы и требуют точного усиления для проведения дальнейшей их обработки. Они также требуют принятия мер по компенсации температуры холодного спая, что будет обсуждаться коротко далее. Они более линейны, чем многие другие датчики и их нелинейность хорошо формализована. Некоторые из наиболее известных термопар показаны на Рис.7.3. Для создания термопар используются следующие металлы: железо, платина, родий, рений, вольфрам, медь, алюмель (сплав никеля и алюминия), хромел (сплав никеля и хрома) и константан (сплав меди и никеля).

Материалы контакта	**Типовой температурный диапазон (°С)**	**Номинальная чувствительность (мкВ/°С)**	**Обозначение по ANSI**
Платина (6%) Родий-Платина (30%) Родий	38 до 1800	7.7	B
Вольфрам (5%) Рений-Вольфрам(26%) Рений	0 до 2300	16	C
Хромел - Константан	о до 982	76	E
Железо - Константан	0 до 760	55	J
Хромел - Алюмель	- 184 до 1260	39	K
Платина(13%) Родий-Платина	0 до 1593	11.7	R
Платина (10%) Родий-Платина	0 до 1538	10.4	S
Медь-Константан	-184 до 400	45	T

Рис.7.3. Термопары.

На Рис.7.4 показаны кривые зависимости напряжения от температуры для трех широко используемых термопар при фиксированной температуре опорного спая (холодного спая) 0°С. Из показанных термопар, термопары J являются наиболее чувствительными, производя наибольшее выходное напряжение на заданный перепад температуры. С другой стороны, термопары S являются наименее чувствительными. Приведенные характеристики очень полезны для рассмотрения при разработке схем нормирования сигналов. В том смысле, что термопары с относительно малыми выходными сигналами требуют усилителей с более низкими шумами, малым дрейфом и высоким усилением.

Для понимания поведения термопары необходимо рассмотреть нелинейность ее отклика на перепад температуры. Рис.7.4 показывает соотношение между температурой измерительного спая и выходным напряжением для ряда термопар (во всех случаях холодный спай поддерживается при температуре 0°С). Очевидно, что отклики не совсем линейны, в тоже время, природа этой нелинейности не так очевидна.

На Рис.7.5 показано как коэффициент Зеебека (изменение выходного напряжения при изменении температуры чувствительного спая - т.е. первой производной выходного

напряжения от температуры) меняется с температурой измерительного спая (предполагается случай, когда температура холодного спая поддерживается при 0°C).

При выборе термопары для выполнения измерений в заданном диапазоне температур мы должны выбирать термопару, коэффициент Зеебека которой в меньшей степени меняется в заданном рабочем диапазоне.

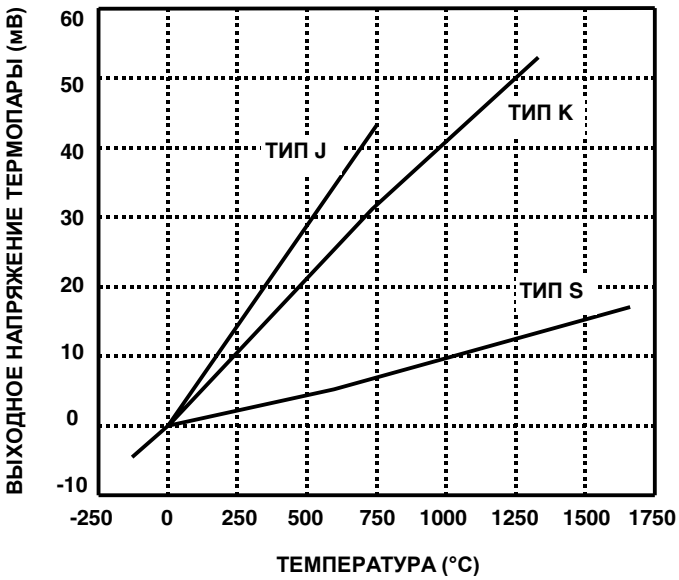


Рис.7.4. Выходные напряжения для термопар типов J, K, S.

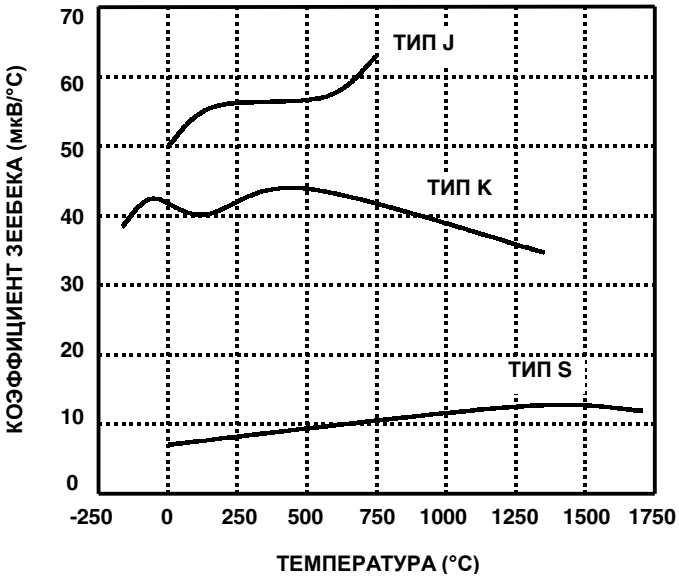


Рис.7.5. Зависимость коэффициента Зеебека термопары от температуры.

Например, термопара типа J имеет коэффициент Зеебека, меняющийся менее чем на 1 мкВ/°C в промежутке от 200°C до 500°C, что делает ее идеальной для измерений в данном диапазоне.

Наличие этих данных по термопарам преследует две цели: первая, Рис.7.4 иллюстрирует диапазон и чувствительность трех типов термопар так, что разработчик сразу может определить, что термопара типа S имеет наиболее широкий рабочий диапазон, а термопара типа J будет наиболее чувствительной.

Вторая, коэффициент Зеебека дает быструю оценку линейности термопар. Используя данные Рис.7.5 разработчик может выбрать термопару типа К благодаря линейности ее коэффициента Зеебека для работы в диапазоне от 400°С до 800°С или термопару типа S для работы в диапазоне от 900°С до 1700°С. Поведение коэффициента Зеебека термопары важно в тех приложениях, где представляет интерес изменение температуры, а не ее абсолютное значение. Эти данные также показывают, какие рабочие характеристики потребуются от цепи нормирования сигналов.

Для успешного использования термопар полезно понимать основы их работы. Рассмотрим схемы на Рис.7.6.

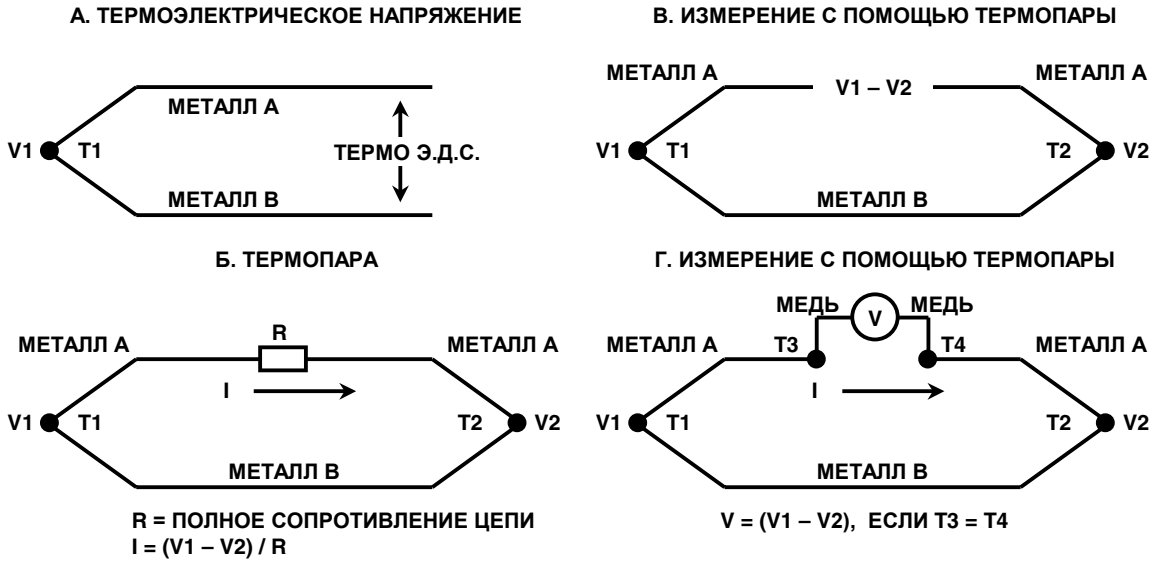


Рис.7.6. Основы работы термопары.

Если соединить два разнородных металла при температуре выше абсолютного нуля, то между ними появится разность потенциалов (термо ЭДС или контактная разность потенциалов), которая является функцией температуры спая (соединения) (Рис.7.6,а). Для того чтобы сформировать два спая (Рис.7.6,б) соединим между собой два термопарных провода с обоих концов. Если оба спая находятся при различных температурах, то в цепи появится результирующая ЭДС и потечет ток, определяемый величиной ЭДС и полным сопротивлением цепи (Рис.7.6,б). Если разорвать один из проводов, то напряжение в точках разрыва будет равно величине результирующей термо ЭДС в цепи, и если измерить это напряжение, то можно использовать его для расчета разности температур двух спаев (Рис.7.6,с). *Всегда необходимо помнить, что термопара измеряет разницу температур двух спаев, а не абсолютную температуру одного из спаев.* Можно измерять температуру на измерительном спае только тогда, когда известна температура другого спая (называемого часто опорным или холодным спаем).

Но не столь просто измерить напряжение созданное термопарой. Предположим, что мы подключили вольтметр к цепи на Рис.7.6,с (Рис.7.6,г). Провода, подключенные к вольтметру, также образуют спаи термопар в местах их подключения. Если оба этих дополнительных спая находятся при одной и той же температуре (несущественно какой величины), тогда «Закон о промежуточных металлах» утверждает, что они не внесут ничего в общую ЭДС системы. Если же спаи находятся при разных температурах, то они будут вносить ошибки. Так как *каждая пара разнородных металлов находящихся в контакте друг с другом генерируют термоэлектрическую ЭДС* (включая пары: медь/припой, ковар/медь [ковар - сплав, используемый для выводов ИС] и алюминий/ковар [соединения внутри микросхемы]).

Очевидно, что для реальных схем проблема еще более сложна, и необходимо обратить особое внимание на то, чтобы все пары контактов в цепи, содержащей термопару, исключая собственно измерительный и опорный спаи, находились при одной и той же температуре.

Термопары дают на выходе напряжение, хотя и достаточно малой величины, и не требуют внешнего возбуждения. Как показано на Рис.7.6,г, для измерения используются два спая (*T1* - измерительный спай и *T2* - опорный спай). Если *T1* = *T2*, то *V1* = *V2* и выходное напряжение *V* = 0. Выходные напряжения термопар часто определяются по отношению к температуре опорного спая при 0°С (откуда следует термин *холодный спай или спай точки таяния льда*), таким образом, термопара дает выходное напряжение 0 В при температуре измерительного спая 0°С. Для того, чтобы сохранить высокую точность измерения системы, опорный спай должен находиться при хорошо известной температуре (необязательно при 0°С). Концептуально простой метод выполнения этого требования показан на Рис.7.7. Хотя получить ванну таящего льда достаточно просто, данным методом пользоваться крайне неудобно.

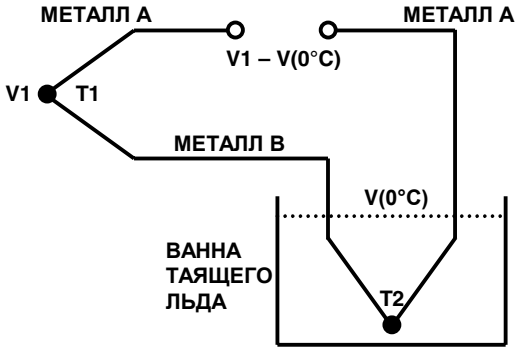
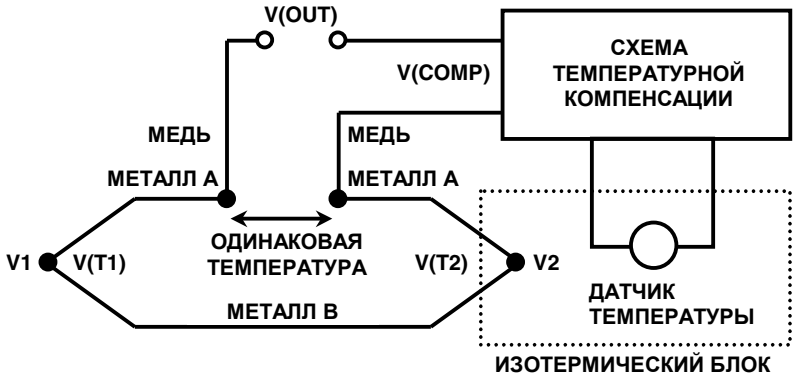


Рис.7.7. Классическая компенсация температуры холодного спая при использовании опорного спая находящегося при температуре таяния льда (0°С).

В настоящее время, обычно, ванна таящего льда заменяется электроникой. Другой температурный датчик (часто полупроводниковый датчик, а иногда термистор) измеряет температуру холодного спая и его сигнал используется для введения напряжения в измерительную цепь термопары. Сигнал компенсирует разницу между действительной температурой холодного спая и ее идеальной величиной (0°С), как показано на Рис.7.8.



V(COMP) = f(T2)
V(OUT) = V(T1) – V(T2) + V(COMP)
ЕСЛИ V(COMP) = V(T2) – V(0°C), ТО V(OUT) = V(T1) – V(0°C)

Рис.7.8. Использование датчика температуры для компенсации холодного спая.

В идеальном случае, компенсирующее напряжение должно точно соответствовать требуемой разнице напряжений, поэтому на схеме дается напряжение как функция *f(T2) (функция от T2,* а не *K·T2*, где *K* - константа*).* На практике, поскольку температура холодного спая редко отличается от 0°С более чем на несколько десятков градусов, и обычно меняется меньше, чем на ±10°С, от номинальной величины, линейная аппроксимация ($V = K \cdot T2$) является достаточно точной и часто используемой функцией. (Выражение для выходного напряжения термопары с температурой ее измерительного спая Т°С и опорного спая при температуре 0°С выражается полиномом $V = K1 \cdot T + K2 \cdot T^2 + K3 \cdot T^3 + \ldots$, но величины коэффициентов *K2*, *K3* и т.д. весьма малы для большинства известных типов термопар). В /8/ и /9/ даются величины этих коэффициентов для широкого набора термопар).

При использовании электронной компенсации холодного спая, общепринято не делать дополнительного спая термопары, а устанавливать свободные концы термопары в специальном изотермической блоке, как показано на Рис.7.9. Соединения: Металл А - Медь и Металл В - Медь, если они находятся при одинаковой температуре, эквивалентны термопарному спаю Металл А - Металл В, как показано на Рис.7.8.

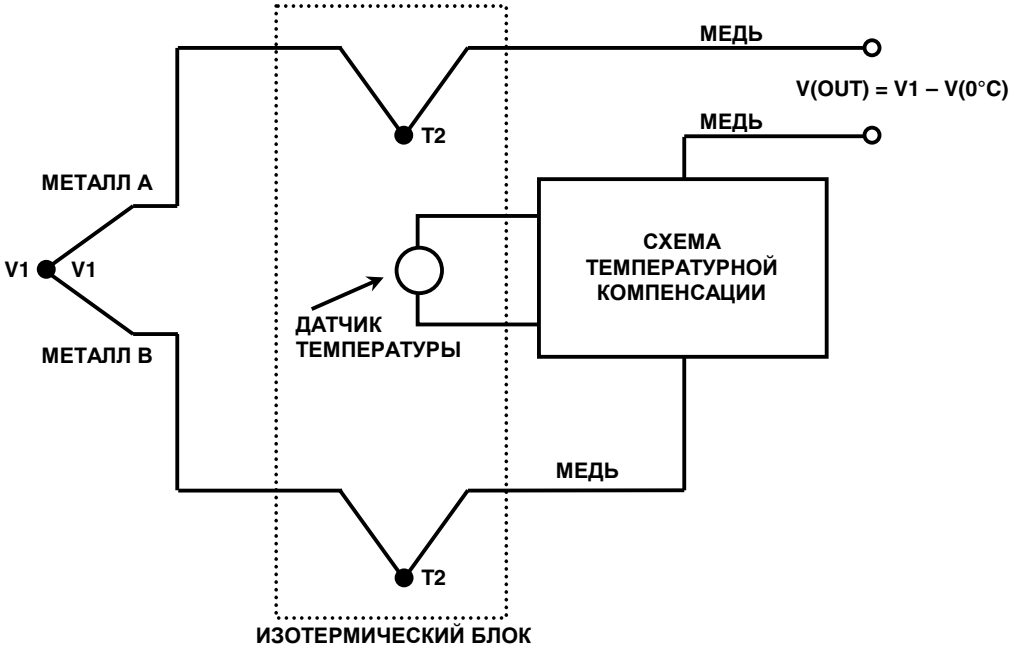


Рис.7.9. Установка термопарных проводников непосредственно в изотермическом блоке.

Схема на Рис.7.10 нормирует выходной сигнал термопары типа К и одновременно обеспечивает компенсацию холодного спая, для температур от 0°С до 250°С. Схема работает от одного источника питания от +3.3 В до + 12 В и предназначена давать передаточную характеристику выходного напряжения 10 мВ/°С. Термопара типа К имеет коэффициент Зеебека приблизительно 41 мкВ/°С; поэтому на холодном спае устанавливается ИС TMP35-датчик температуры с температурным коэффициентом 10 мВ/°С. Он используется совместно с делителем *R1* и *R2* для того, чтобы ввести компенсирующий температурный коэффициент холодного спая противоположного знака, величиной -41мкВ/°С. Указанное включение препятствует появлению ошибки измерения температуры, обусловленной непосредственным соединением между проводниками термопары и трассами печатных проводников платы. Данная компенсация работает исключительно хорошо в диапазоне температур окружающей среды от 20°С до 50°С.

По диапазону измерения 250°С термопара дает изменение выходного напряжения в 10.151 мВ. Поскольку требуемое изменение выходного сигнала по верхнему пределу составляет 2.5 В, усиление в цепи составит 246.3. Выбор *R4*= 4.99 КΩ даст величину *R5*=1.22 МΩ. Поскольку ближайшая величина 1% резистора *R5* составляет 1.21 МΩ, используется дополнительный потенциометр 50 КΩ для точной настройки выходного напряжения по верхнему пределу. Хотя ИС OP193 является операционным усилителем с однополярным питанием, его выходной каскад не работает в режиме от-питания-до-питания, и его выходной сигнал доходит только до потенциала +0.1 В относительно земли. По этой причине, для смещения выходного напряжения приблизительно на 0.1 В, устанавливается дополнительный резистор *R3* на источник питания 5 В. Это напряжение смещения (10°С) следует вычесть, когда будет проводиться измерение и обработка выхода операционного усилителя OP193. Резистор *R3* также обеспечивает определение обрыва цепи термопары, устанавливая величину выходного напряжения больше 3В, если термопара оборвана. Резистор *R7* балансирует входной импеданс операционного усилителя OP193, а пленочный конденсатор 0.1 мкФ уменьшает величину шума на неинвертирующем входе.

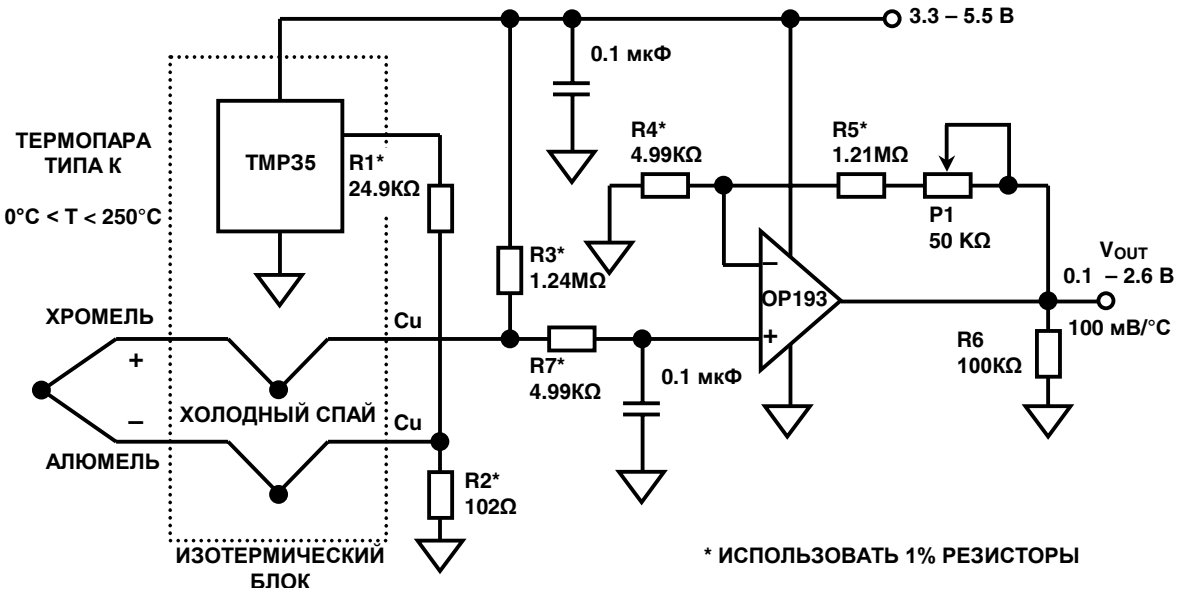


Рис.7.10. Использование датчика температуры (TMP35) для компенсации холодного спая термопары.

ИС AD594/AD595 является кристаллом с законченным инструментальным усилителем и компенсатором холодного спая для термопар (см. Рис.7.11). Он включает в себя компенсатор холодного спая на температуру таяния льда и калиброванный усилитель с непосредственным подключением к выходу термопары и выходным сигналом высокого уровня (10 мВ/°С). Переключение перемычек на выводах установки режима позволяет использовать ИС в качестве линейного усилителя-компенсатора или релейного регулятора температуры, использующего фиксированное значение или дистанционное управление точкой установки температуры. ИС можно использовать для прямого усиления напряжения компенсации, получая тем самым, отдельный преобразователь температуры в градусах С с выходным сигналом 10 мВ/°С. Во всех приложениях весьма важно, чтобы ЧИП ИС был при той же самой температуре, что и холодный спай термопары, что обычно достигается установкой их обоих в непосредственной близости друг от друга и изолированием от источников тепла.

ИС AD594/AD595 включает в себя режим генерации сигнала предупреждения об обрыве термопары, который имеет место, если один или оба конца термопары оборваны. Выход предупреждения весьма гибок и включает возможность управления TTL микросхемами. Устройство можно питать от однополярного источника (который может быть не более + 5 В), но, подключив отрицательный источник питания, можно измерять температуры ниже 0°С.

Для того чтобы минимизировать величину саморазогрева данная ИС работает с потреблением тока до 160 мкА, но она также способна управлять нагрузкой с током потребления до ±5 мА.

AD594 предварительно калибруется лазерной подгонкой для согласования с характеристиками термопар типа J (железо/константан), а AD595 подстраивается на термопары типа К (хромел/алюмель). Можно перекалибровать ИС для работы с термопарами других типов (не J и К), устанавливая внешние резисторы управления напряжениями температурного преобразователя и его усилением. Внешние резисторы позволяют также более точно калибровать (точнее, чем на заводе) ИС в стандартных приложениях, как для термопар, так и для термометра. AD594/AD595 доступны в двух версиях исполнения. Версии С и А имеют точности калибровки ±1°С и ±3°С., соответственно. Обе ИС предназначены для работы с температурами холодных спаев в диапазоне от 0 до +50°С. Схема, показанная на Рис.7.11, даст заданный выходной сигнал с термопар типа J (AD594) или типа К (AD595) в диапазоне измерения 0 ... +300°С.

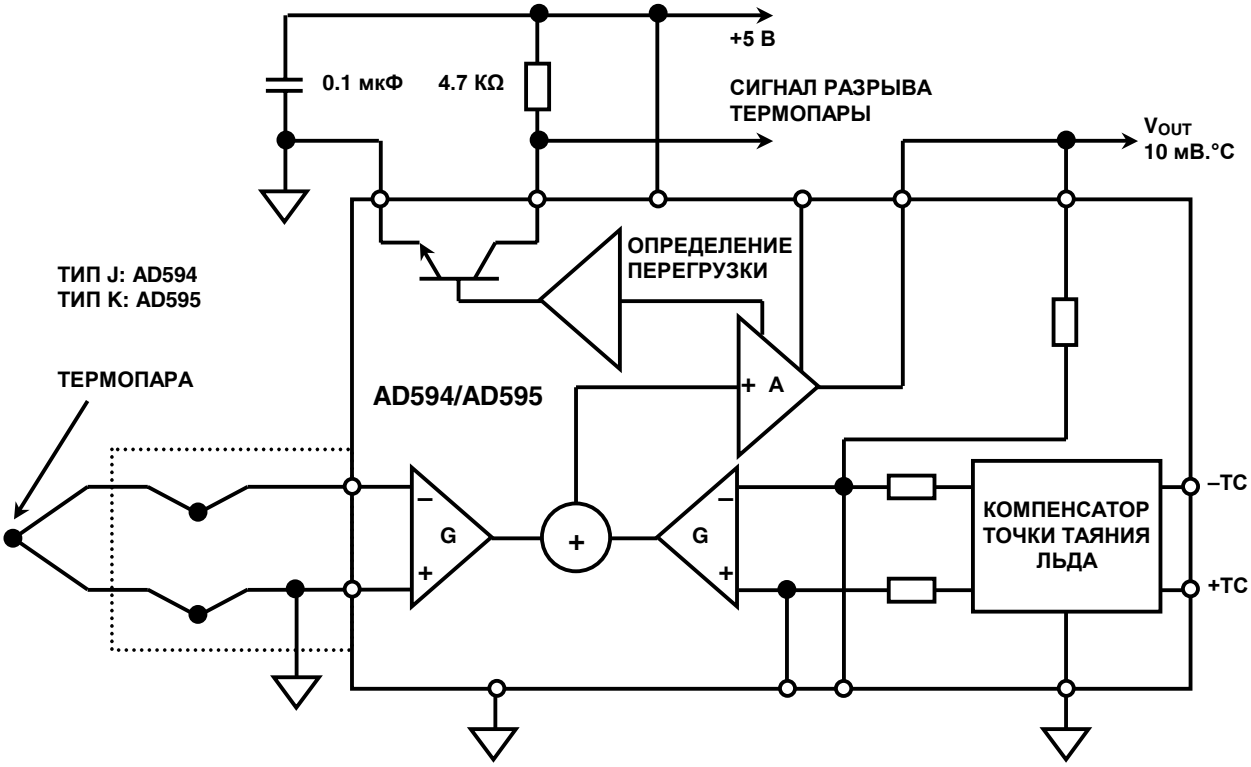


Рис.7.11. Монолитные усилители термопар AD594/AD595 с компенсацией холодного спая.

AD596/AD597 являются релейными регуляторами с установкой температуры, которые оптимизированные для использования при высоких температурах, например, в приложениях, связанных с управлением печами. Для получения внутреннего сигнала пропорционального температуре устройство выполняет компенсацию холодного спая и усиливает сигналы термопар типа J/K.

Можно сконфигурировать так, чтобы они обеспечивали выходное напряжение (10 мВ/°С) непосредственно от сигналов термопар указанного типа. Данные устройства собраны в десятивыводном металлическом корпусе и настроены для работы при температуре окружающей среды от +25°С до +100°С. ИС AD596 усиливает сигналы с термопар в диапазоне от –200°С до +760°С, который рекомендован для термопар типа J, а AD597 адаптированы к использованию на входах термопар типа К в диапазоне от –200°С до 1250°С. Они имеют точность калибровки ±4°С при температуре окружающей среды 60°.С, а их стабильность по температуре составляет 0.005°С/°С в диапазоне окружающей температуры от +25°С до +100°С.

Однако ни одно устройство, из описанных выше, не компенсирует нелинейности термопары, они обеспечивают лишь нормирование сигнала и его усиление по напряжению. АЦП с высоким разрешением, например, АЦП семейства AD77XX, можно использовать для непосредственного квантования сигналов с термопар, что позволяет микроконтроллеру выполнять линеаризацию функции передачи термопары, как показано на Рис.7.12. Для квантования напряжения с термопары и выхода температурного датчика холодного спая используются два мультиплексных входа АЦП. Входной усилитель программируется на усиление от 1 до 128, а разрешение АЦП составляет от 16 до 22 разрядов (в зависимости от выбранного конкретного АЦП). Микроконтроллер выполняет арифметические действия по компенсации температуры холодного спая и линеаризации характеристики термопары.

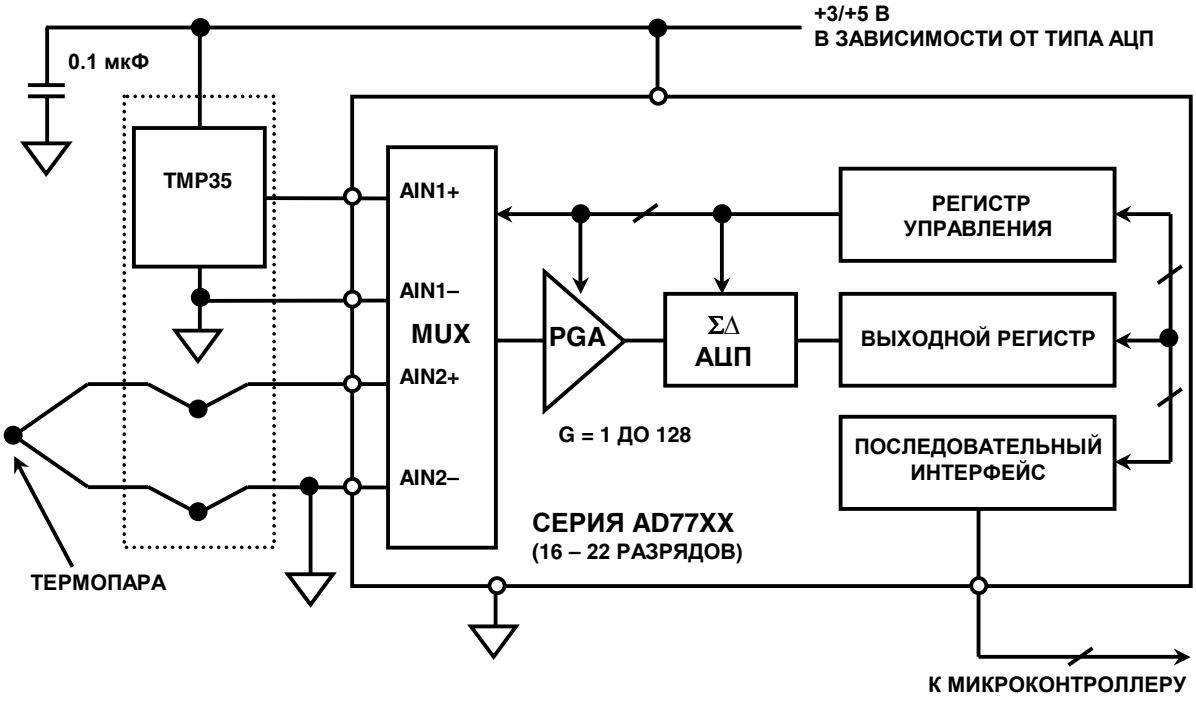


Рис.7.12. АЦП семейства AD77XX, используемый совместно с температурным датчиком TMP35 для компенсации температуры холодного спая.

Резистивные датчики температуры.

Резистивные датчики температуры или РДТ - это датчики, сопротивление которых меняется с изменением температуры. РДТ обычно изготавливаются из платинового провода (ПТ), намотанного на керамический каркас. Характеристики РДТ более точны и линейны в широком диапазоне температур, чем в случае термопар. На Рис.7.13 для сравнения показан температурный коэффициент 100Ω РДТ и коэффициент Зеебека термопары типа S. По всему диапазону (приблизительно от –200°C до +850°C), РДТ более линейны. Следовательно, процесс линеаризации РДТ менее сложен.

- обычно платина (Pt)
- стандартные величины РДТ 100Ω, 1000Ω
- типовой температурный коэффициент = 0.385 Ω/°C для 100Ω платинового РДТ
- высокая линейность - лучше, чем у термопар, компенсируемая простыми методами

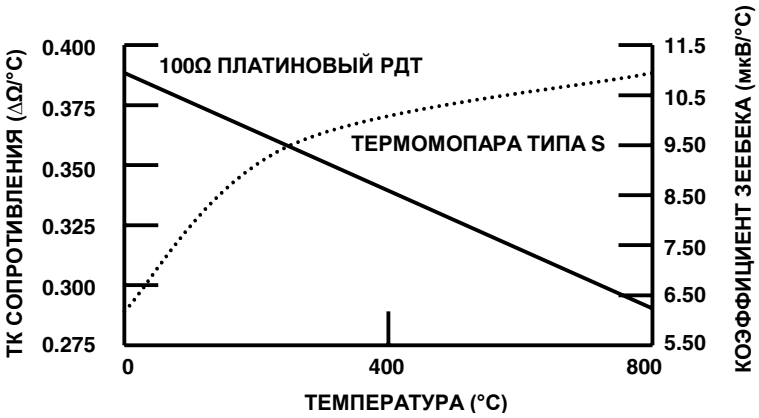
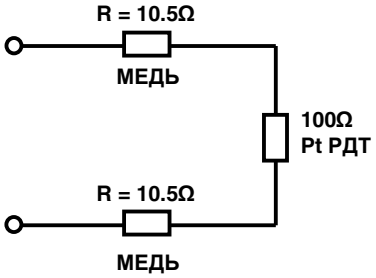


Рис.7.13. Резистивные датчики температуры (РДТ).

В противоположность термопарам, РДТ являются пассивными датчиками и для получения выходного напряжения требуют наличия тока возбуждения. Малый температурный коэффициент РДТ ТК = 0.385%/°C требует схемы нормирования сигналов с высокими рабочими характеристиками подобно тем, которые использовались при обработке сигналов с термопар; в тоже время падение напряжения на РДТ много больше, чем выходное напряжение термопар. Разработчик может выбрать РДТ большой величины с более высоким выходным сигналом, но РДТ большой величины дают слишком большие времена отклика (переходные характеристики). Хотя стоимость РДТ и выше, чем стоимость термопары, в них применяются медные выводы и термоэлектрические эффекты, связанные с соединительными проводами, не влияют на их точность. И, наконец, поскольку их сопротивление является функцией абсолютной температуры, РДТ не требуют компенсации холодного спая.

При использовании тока возбуждения необходимо быть чрезвычайно осторожными, поскольку протекание тока через РДТ приводит к его разогреву. Этот саморазогрев изменяет температуру РДТ и проявляется как ошибка измерения. Следовательно, особое внимание следует уделить конструированию схемы нормирования с тем, чтобы величина саморазогрева составляла менее 0.5°C. Изготовители специфицируют ошибки связанные с саморазогревом для различных номиналов и размеров РДТ в воздушном потоке и без него. Для того чтобы уменьшить ошибки из-за саморазогрева следует использовать минимально возможные токи возбуждения для достижения требуемого разрешения системы и выбирать РДТ с наибольшими номиналами, дающими, однако, приемлемый по величине временной отклик.

Другим эффектом, который может дать ошибки измерения является падение напряжения на соединительных проводах к РДТ. Это особенно важно при использовании низкоомных двухпроводных РДТ, поскольку температурный коэффициент и абсолютная величина сопротивления РДТ малы. Если РДТ располагается на значительном расстоянии от схемы нормирования сигналов, то сопротивление соединительных проводов может составлять единицы или даже десятки Ом, и, казалось бы, малая величина сопротивления проводов может внести значительную ошибку в измерение температуры. Для того чтобы проиллюстрировать это утверждение, предположим, что 100Ω платиновый РДТ с соединительными медными проводами 30-калибра располагается на расстоянии 100 футов от консоли дисплея контроллера. Погонное сопротивление медного провода 30-калибра составляет 0.105 Ω/фут, а два провода к РДТ внесут в сумме 21Ω в цепь, которая показана на Рис.7.14. Это дополнительное сопротивление даст ошибку в измерении в 55°C! ТК проводов может внести дополнительную и, возможно, значительную, ошибку в измерении. Для того чтобы исключить влияние сопротивления проводников используются 4-проводной метод включения.



ТЕМПЕРАТУРНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ МЕДИ = 0.40% / °C @ 20°C
ТЕМПЕРАТУРНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Pt РДТ = 0.385% / °C @ 20°C

Рис.7.14. Платиновый РДТ 100 ом с соединительными медными проводами 30-калибра длиной 100 футов.

На Рис.7.15 показано 4-проводное или Кельвиновское подключение к РДТ. Постоянный ток подается через *силовые проводники* РДТ, а напряжение с РДТ измеряется дистанционно с помощью *чувствительных проводников*. Измерительными устройствами могут быть цифровой вольтметр или ИУ. Можно достичь высокой точности измерения при условии, что измерительное устройство обладает высоким входным импедансом и низким входным током. Поскольку *чувствительные проводники* не передают заметного тока, данный метод измерения не чувствителен к длине проводника. Источниками ошибок в этой методике являются стабильность постоянного тока возбуждения и входной импеданс, и входные токи усилителя или цифрового вольтметра.

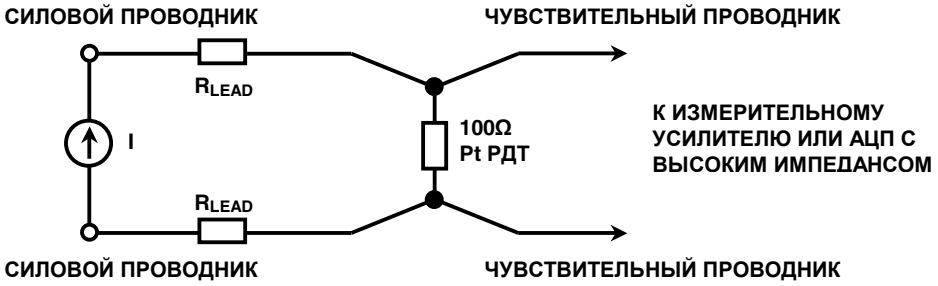


Рис.7.15. Повышения точности измерения с использованием 4-проводного или Кельвиновского подключения к РДТ.

РДТ обычно включаются в 4-резисторную мостовую цепь. Выход моста усиливается для дальнейшей обработки с помощью ИУ. Однако применение для измерения АЦП с высоким разрешением, таких как в семействе AD77XX, позволяет квантовать непосредственно выходной сигнал с РДТ. Таким же образом может выполняться на цифровом уровне и линеаризация, что упрощает требования к аналоговым цепям.

На Рис.7.16 показан 100Ω ПТ РДТ питаемый током от источника тока возбуждения 400 мкА. Выходной сигнал датчика квантуется АЦП семейства AD77XX. Отметим, что источник тока возбуждения РДТ также создает опорное напряжение 2.5 В для АЦП, используя резистор 6.25 КΩ. Изменение тока возбуждения не влияет на точность схемы, поскольку как входное напряжение, так и опорное напряжение измеряются относительным образом. В тоже время резистор 6.25 КΩ должен обладать, как можно меньшим температурным коэффициентом, с тем, чтобы избежать ошибок измерения. Применение АЦП с высоким разрешением, в составе которого имеется усилитель с программируемым усилением (усиление от 1 до 128), исключает необходимость использования дополнительной нормирующей цепи.

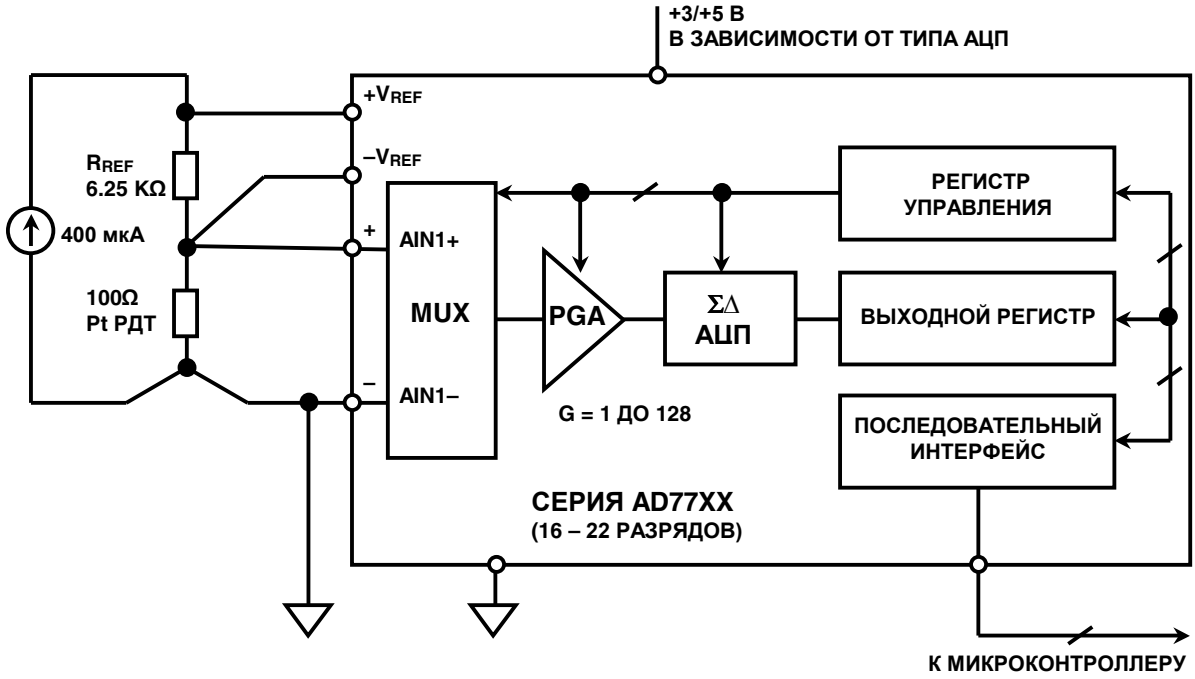


Рис.7.16. Подключение ПТ РДТ к АЦП с высоким разрешением.

ИС ADT70 является законченной схемой нормирования сигналов с ПТ РДТ; она обеспечивает выходное напряжение 5 мВ/°С при использовании РДТ величиной 1 КΩ (см. Рис.7.17). ПТ РДТ и опорный резистор 1 КΩ возбуждаются двумя согласованными источниками тока. Это позволяет выполнять измерения температуры в диапазоне от –50°С до +800°С.

ADT70 содержит два согласованных источника тока, прецизионный ИУ с выходном от-питания-до-питания, источник опорного напряжения 2.5 В и дополнительный неподключенный ОУ с выходом от-питания-до-питания. ИС ADT71 подобна ADT70, за исключением внутреннего источника опорного напряжения. Для приложений с батарейным питанием обе ИС имеют функцию отключения питания, которая уменьшает статический ток с 3 мА до 10 мкА. Усиление или верхний предел выходного напряжения для ПТ РДТ и системы ADT70/ADT71 устанавливается с помощью прецизионного внешнего резистора, подключаемого к измерительному усилителю.

Неподключенный измерительный усилитель можно использовать для масштабирования напряжения внутреннего опорного источника напряжения, для получения предупреждающего сигнала «цепь ПТ РДТ разомкнута», для получения предупреждающего сигнала «превышение температуры» или для получения сигнала управления внешним нагревателем и т.д. ADT70 специфицируется для работы в диапазоне от –40°С до +125°С и поставляется в 20-выводных корпусах DIP или SOIC.

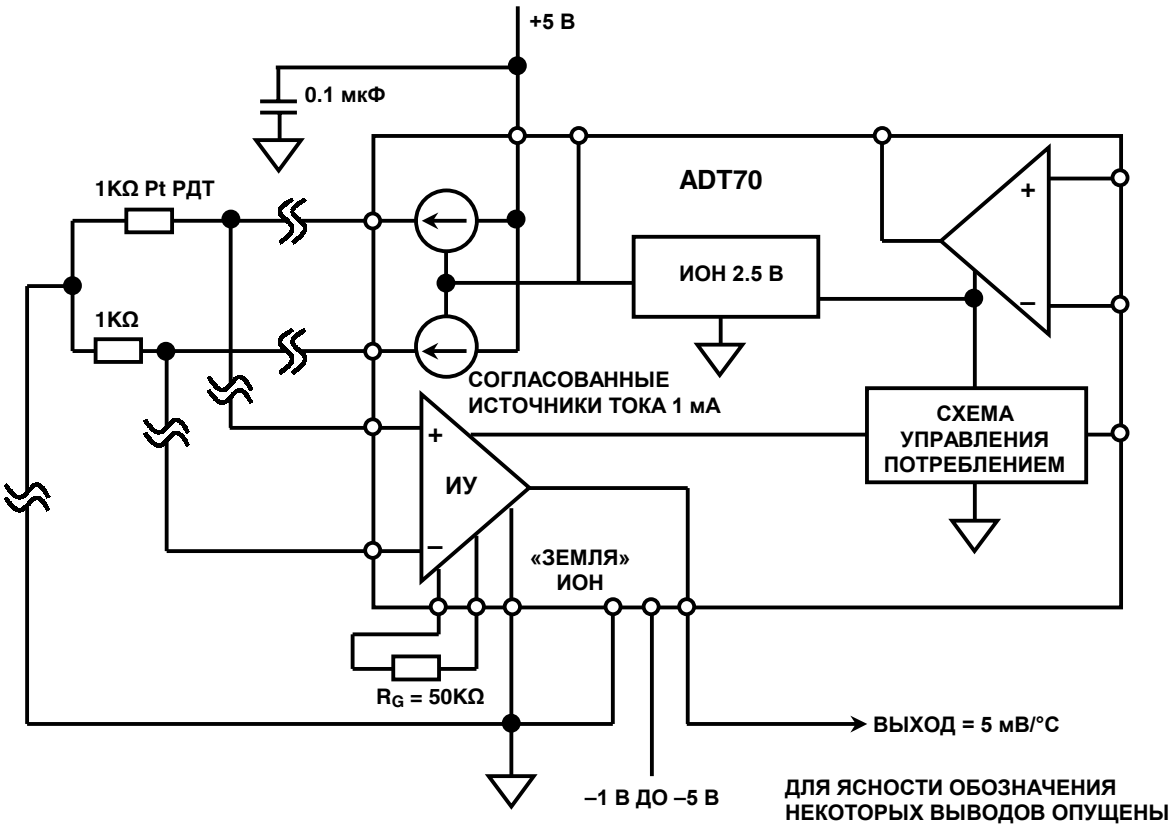


Рис.7.17. Использование ADT70 в качестве устройства нормирования сигналов ПТ РДТ.

Термисторы

Термисторы обладают функциями сходными с функциями РДТ и являются температурно-чувствительными резисторами небольшой стоимости. Они изготавливаются из полупроводниковых материалов, которые имеют как положительный, так и отрицательный температурный коэффициент. Хотя устройства с положительными температурными коэффициентом и существуют, наиболее часто используются термисторы с отрицательными температурными коэффициентами. На Рис.7.18 показана зависимость сопротивления термистора с отрицательным температурным коэффициентом (ОТК) [*Negative Temperature Coefficient - NTC*] от температуры. Термистор является наиболее нелинейным устройством из рассмотренных ранее, но в тоже время он наиболее чувствителен.

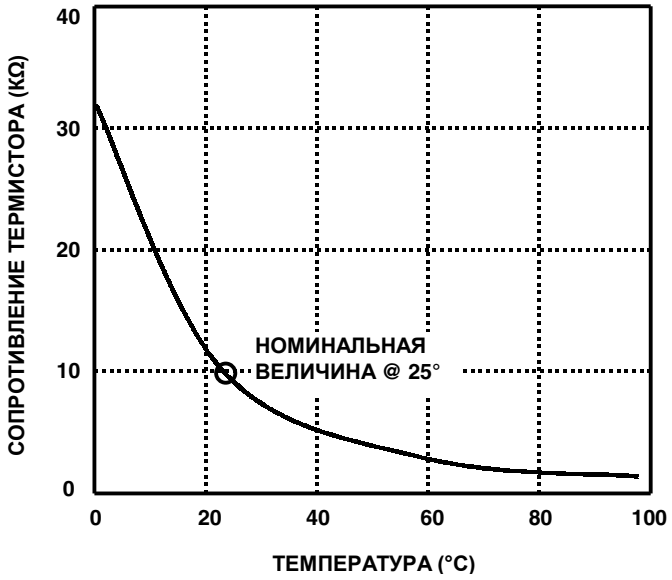


Рис.7.18. Поведение сопротивления термистора 10 КОм с ОТК.

Высокая чувствительность термистора (обычно -44000 ppm/°C при 25°C, как показано на Рис.7.19), позволяет определять с его помощью мгновенные изменения температуры, которые нельзя было бы наблюдать с помощью РДТ или термопар. Эта высокая чувствительность является особым преимуществом термисторов над РДТ, при этом нет особой необходимости компенсировать ошибки, связанные с конечным сопротивлением соединительных проводов, как это делается в случае с РДТ, путем использования 4-проводного Кельвиновского подключения датчика. Для того чтобы проиллюстрировать это заключение предположим, что 10 KΩ термистор с ОТК и типовой величиной его при 25°C ОТК = -44000 ppm/°C заменял бы собой ПТ РДТ 100Ω в ранее приведенном примере, тогда полное сопротивление соединительных проводов оставалось бы равное 21Ω, и ошибка измерения составила бы менее чем 0.05°C. Что составляет 500-кратное уменьшение ошибки измерения по сравнению с РДТ.

Однако высокая чувствительность по температуре требует определенной платы. Как показано на Рис.7.18, температурный коэффициент термисторов уменьшается не линейно с уменьшением температуры, как это имеет место в случае РДТ; по этой причине требуется выполнение линеаризации для всех величин температуры, исключая только весьма узкий диапазон измерений. Приложение с использованием термисторов, в лучшем случае, ограничивается работой в области нескольких сотен градусов, поскольку термисторы подвержены разрушению при высоких температурах.

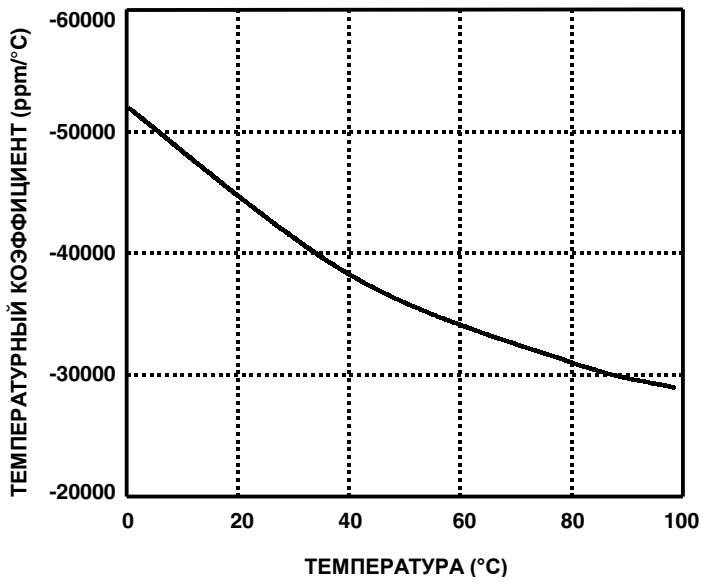


Рис.7.19. Температурный коэффициент 10 KΩ термистора с ОТК.

По сравнению с термопарами и РДТ, конструкция термисторов более хрупкая и требует тщательных мер предосторожности при монтаже. Благодаря небольшим размерами термисторов их время отклика мало, при этом температурные массы делают их весьма чувствительными к ошибкам, связанным с саморазогревом.

Термисторы являются очень чувствительными и недорогими температурными датчиками. Однако мы показали, что температурный коэффициент термистора меняется от -44000 ppm/°C при 25°C до -29000 ppm/°C при 100°C.

Данная нелинейность является не только самым большим источником ошибок при измерениях температуры, она ограничивает область возможных применений малым температурным диапазоном, если не используются специальные методы линеаризации.

Возможно использование термисторов в широком диапазоне температур, но только в том случае, если разработчик может допустить получение улучшенной линейности за счет более низкой чувствительности. Один из методов линеаризации термисторов представляет собой его простое шунтирование дискретным резистором. Установка резистора параллельно термистору существенно улучшает линейность. Как показано на Рис.7.20, параллельное соединение дает больший диапазон для линейного измерения от температуры по сравнению с использованием единственного термистора. В то же время, чувствительность параллельного соединения остается все еще более высокой по сравнению с термопарами или РДТ. Основной недостаток этого метода состоит в том, что линеаризацию можно получить внутри достаточно узкого диапазона.

Величина дискретного резистора может быть рассчитана из равенства:

$$R = \frac{RT2 \cdot (RT1 + RT3) - 2 \cdot RT1 \cdot RT3}{RT1 + RT3 - 2 \cdot RT2}$$

где *RT1* - сопротивление термистора при температуре *T1*, нижний предел температурного диапазона;

RT3 - сопротивление термистора при температуре *T3*, верхний предел температурного диапазона;

RT2 - сопротивление термистора при температуре *T2*, средняя точка температурного диапазона, *T2=(T1+T3)/2*.

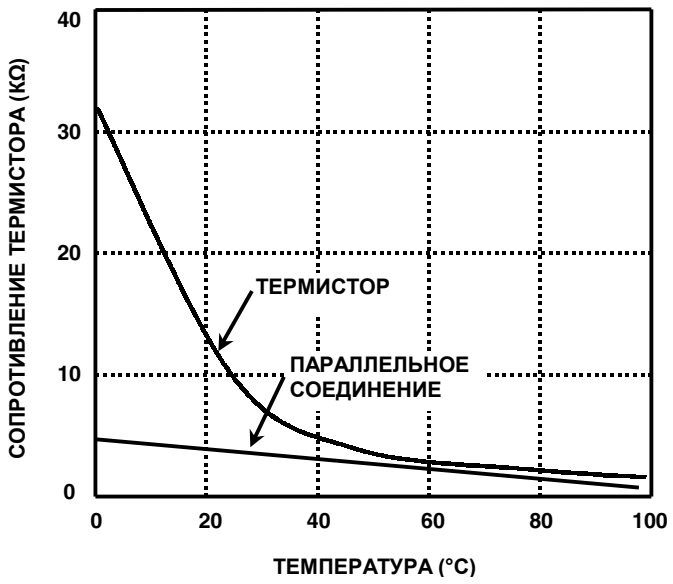


Рис.7.20. Линеаризация термистора с ОТК путем подключения параллельного резистора 5.17 KΩ.

Для типового 10 KΩ термистора с ОТК, *RT1* = 32650Ω при 0°C; *RT2* = 6532Ω при 35°C и *RT3* = 1752Ω при 70°C. Это приводит к величине *R* = 5.17 KΩ. Точность, необходимая для нормирующей схемы, зависит от линейности цепи. Для приведенного выше примера, цепь дает нелинейность от -2.3°C до +2.0°C. Выходной сигнал цепи можно подать на АЦП для выполнения дальнейшей линеаризации, как показано на Рис.7.21. Отметим, что выходной сигнал цепи с термистором имеет величину около –10 мВ/°C, при этом, разрешения 12-разрядного АЦП более чем достаточно.

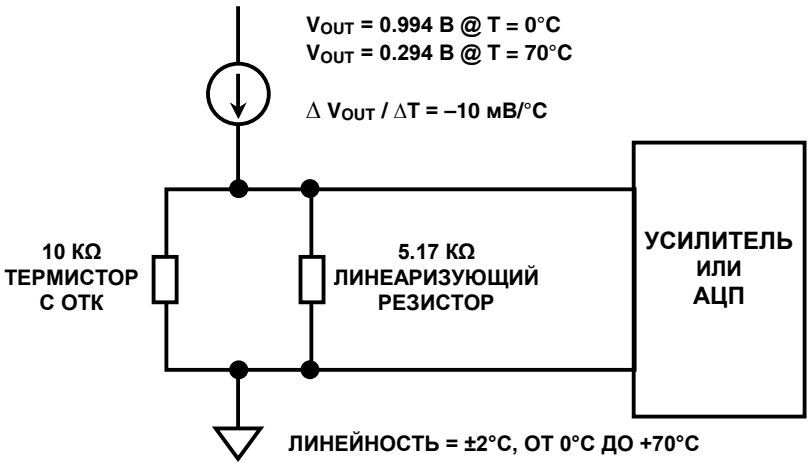


Рис.7.21. Усилитель с линеаризованным термистором.

Полупроводниковые датчики температуры.

Современные полупроводниковые датчики температуры дают высокую точность и высокую линейность в рабочем диапазоне от –55°С до +150°С. Встроенные усилители могут масштабировать выходные сигналы датчика, приводя их к удобным величинам, как, например, 10 мВ/°С. Датчики также весьма полезны в цепях компенсации температуры холодного спая для широкодиапазонных термопар.

Все полупроводниковые датчики температуры используют в своей работе соотношение между напряжением база-эмиттер биполярного транзистора и его коллекторным током V_{BE}.

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

где k - постоянная Больцмана, T - абсолютная температура, q - заряд электрона, I_S - ток, зависящий от геометрии и температуры транзистора (Соотношение предполагает, что напряжение на коллекторе транзистора составляет, по крайней мере, несколько сотен мВ, а эффект Эрли игнорируется).

Если взять N транзисторов идентичных одиночному транзистору (см. Рис.7.22) и разделить ток I_C поровну между ними, окажется, что новая величина напряжения база-эмиттер будет иметь следующую величину:

$$V_N = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right)$$

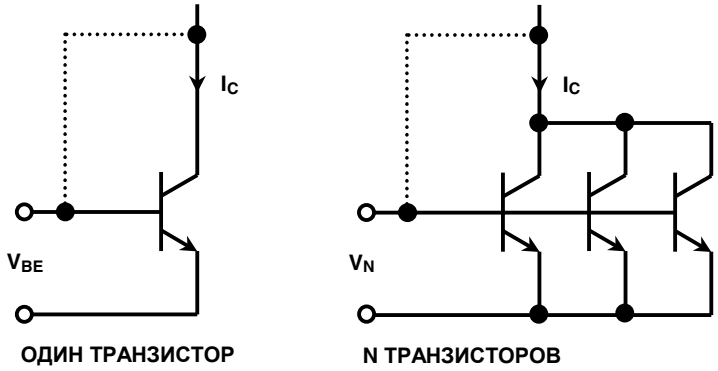


Рис.7.22. Основные соотношения для полупроводниковых датчиков температуры.

Ни одна из данных цепей не представляет интереса сама по себе вследствие большой температурной зависимости тока I_S, но если сделать так, что токи, текущие через одиночный транзистор и через N транзисторов будут равны, тогда выражение для разности двух эмиттер-базовых напряжений будет пропорционально абсолютной температуре и не будет содержать члена I_S.

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right)$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \cdot \left[\ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right)\right]$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left[\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \Big/ \left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right)\right] = \frac{kT}{q} \cdot \ln(N)$$

Схема, показанная на Рис.7.23, использует приведенное выше равенство и известна, как «ячейка Брокау» /10/. Напряжение $\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N$ приложено к резистору *R2*. Поэтому, ток эмиттера Q2 Δ V BE/R2. Цепь обратной связи операционного усилителя и резисторы R обуславливают протекание того же тока через *Q1*. Токи через *Q1* и *Q2* равны и суммируются в общий ток, втекающий в резистор *R1*. Соответствующее падение напряжения на *R1* пропорционально абсолютной температуре (ПАТ) и дается выражением:

$$V_{ПАТ} = \frac{2 \cdot R1 \cdot (V_{BE} - V_N)}{R2} = 2 \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln(N)$$

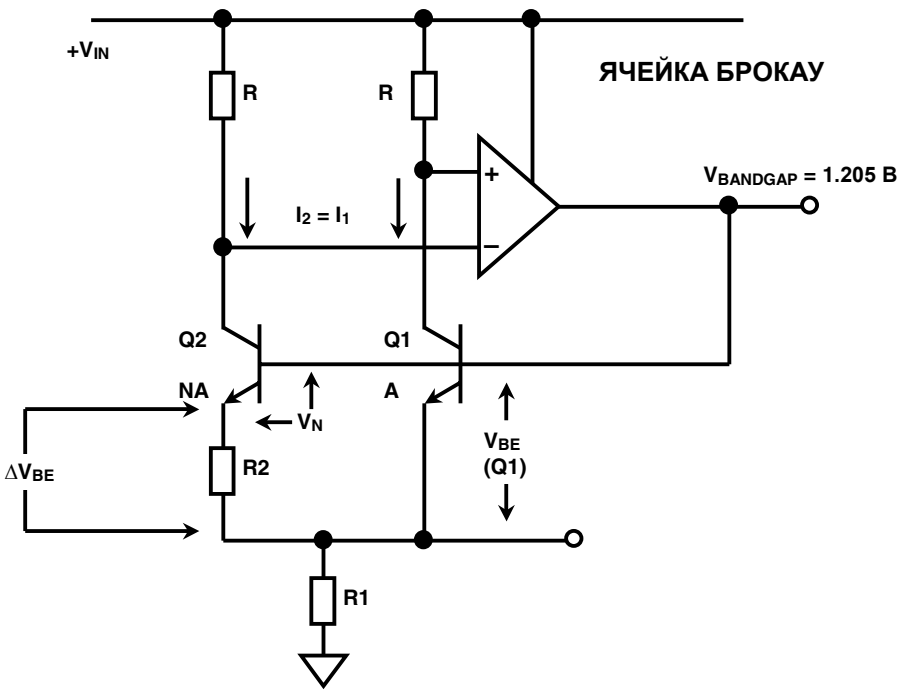
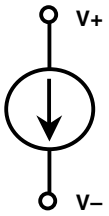


Рис.7.23. Классический датчик температуры по запрещенной зоне.

Опорное напряжение запрещенной зоны, $V_{BANDGAP}$ появляется на базе *Q1* и является суммой $V_{BE}(Q1)$ и $V_{ПАТ}$. $V_{BE}(Q1)$ является дополнением к абсолютной температуре и, суммирование его с $V_{ПАТ}$ приводит к тому, что напряжение запрещенной зоны не будет зависеть от температуры (предполагая правильный выбор отношения *R1*/*R2* и *N*, что дает величину напряжения запрещенной зоны = 1.205 В). Данная схема является основой для построения *датчиков температуры по запрещенной зоне* и широко используется в полупроводниковых датчиках температуры.

Датчики температуры с выходом напряжения и тока.

Концепции, использованные при рассмотрении датчика температуры по запрещенной зоне, можно использовать как основу построения интегральных датчиков температуры генерирующих на выходе либо ток, либо напряжение. AD592 и TMP17 (см. Рис.7.24) - датчики с токовым выходом, которые имеют коэффициент преобразования 1 мкА/К. Датчики не требуют внешней калибровки и имеют несколько градаций по точности. AD592 имеет три градации по точности. Наиболее высокая версия градации (AD592CN) имеет максимальную ошибку при 25°C ±0.5°C и ошибку ±1 в диапазоне от –25°C до +105°C. Ошибка нелинейности представляет ±0.35°C. TMP17 имеет две градации по точности, наиболее высокая версия градации (TMP17F) имеет максимальную ошибку при 25°C ±2.5°C и ошибку ±3.5°C в диапазоне от –40°C до +105°C Типовая ошибка нелинейности составляет ±5°C. AD592 поставляются в корпусах TO-92, а TMP17 в корпусах SO-8.



AD592: КОРПУС TO-92
TMP17: КОРПУС SO-8

- Коэффициент преобразования: 1 мкА/К
- Номинальный выходной ток @ 25°C: 298.2 мкА
- Диапазон рабочего напряжения: 4 В .. 30 В
- Максимальная ошибка @ 25°C: ±0.5°C, ±1°C во всем диапазоне
  Типовая нелинейность (AD592CN): ±0.1°C
- Максимальная ошибка @ 25°C: ±2.5°C, ±3.5°C во всем диапазоне
  Типовая нелинейность (TMП17F): ±0.5°C
- AD592 специфицируется для: –25°C до +105°C
- TMP17 специфицируется для: –40°C до +105°C

Рис.7.24. Датчики с токовым выходом: AD592, TMP17.

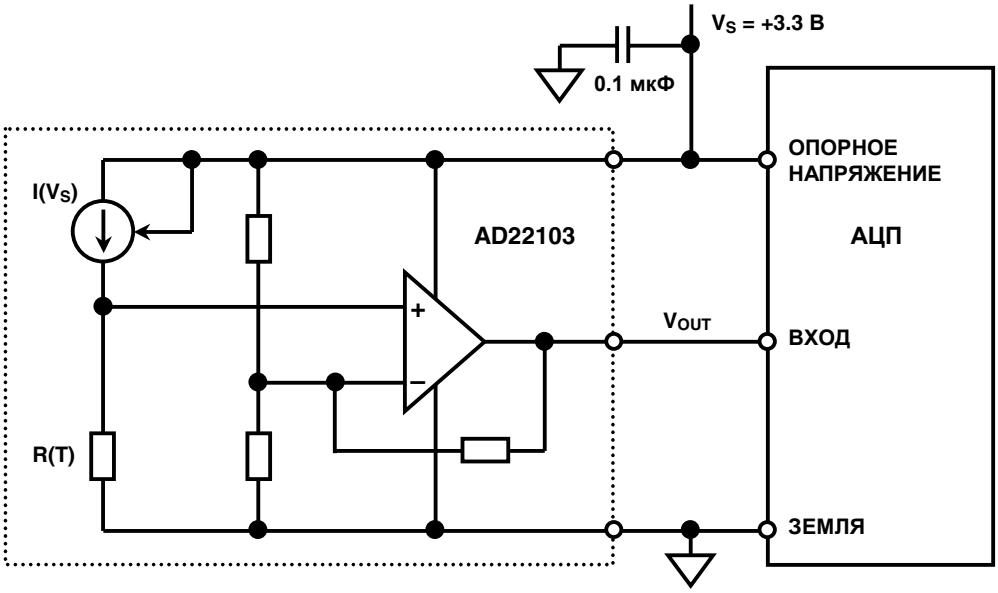


Рис.7.25. Датчики с выходом в виде относительного напряжения.

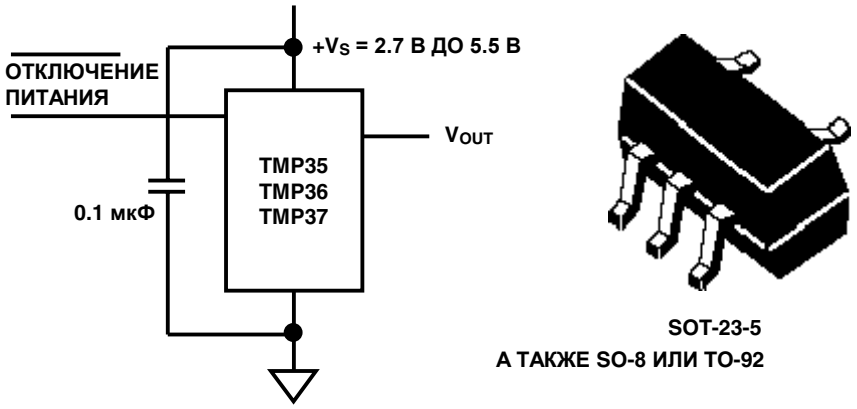
В некоторых случаях желательно, чтобы выходное напряжение датчика температуры было относительным к его питающему напряжению. AD22103 (см. Рис.7.25) имеет выходное напряжение, которое относительно к напряжению его питания (обычно 3.3 В), в соответствии с выражением:

$$V_{OUT} = \frac{V_S}{3.3\ B} \times \left(0.25\ B + \frac{28\ мВ}{°C} \times T_A \right)$$

Схема, показанная на Рис.7.25, использует источник питания AD22103 в качестве опорного напряжения АЦП, тем самым исключая необходимость использования прецизионного источника опорного напряжения. AD22103 специфицируется для диапазона температур от 0°C до 100°C и имеет точность лучше ±2.5°C и линейность лучше ±0.5°C.

TMP35/TMP36/TMP37 являются низковольтными (от 2.7 В до 5.5 В), в корпусах SOT-23 (5 выводов), SO-8 или TO-92, температурными датчиками с выходом в виде напряжения. TMP35/36 имеют коэффициент преобразования 10 мВ/°C и TMP37 - 20 мВ/°C (см. Рис.7.26). Потребление от источника питания составляет менее 50 мкА, что обеспечивает чрезвычайно низкую величину саморазогрева (менее чем 0.1°C при отсутствии воздушных потоков). Предусматривается режим отключения питания, который уменьшает потребление тока до 0.5 мкА.

TMP35 дает выходное напряжение 250 мВ при + 25°C и преобразует температуры от + 10°C до +125°C. TMP36 специфицируется для температурного диапазона от - 40 °C до +125°C и дает выходное напряжение в 750 мВ при 25°C. Как TMP35, так и TMP36 имеют коэффициент преобразования +10мВ/°C. TMP37 предназначен для приложений работающих в температурном диапазоне от +5°C до +100°C и дает коэффициент преобразования 20 мВ/°C. Выходное напряжение TMP37 при температуре + 25°C. составляет 500 мВ.

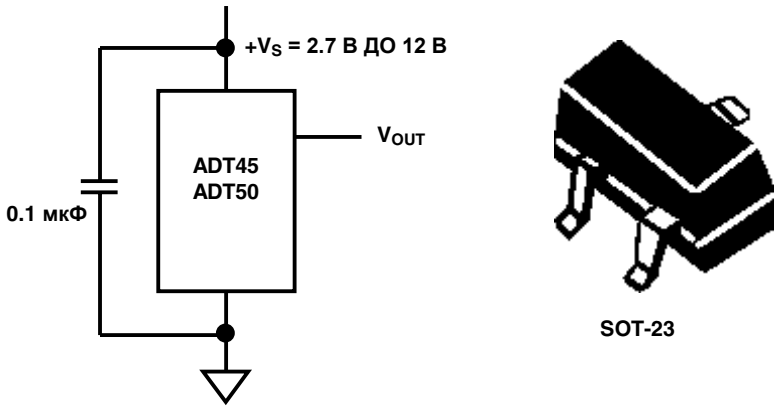


- Выходное напряжение:
  - TMP35, 250 мВ @ 25°C, 10 мВ/°C (+10°C до +125°C)
  - TMP36, 750 мВ @ 25°C, 10 мВ/°C (– 40°C до +125°C)
  - TMP37, 500 мВ @ 25°C, 20 мВ/°C (+ 5°C до +100°C)
- ±2°C ошибка по всему температурному диапазону [сред.]
  ±0.5°C нелинейность [сред.]
- специфицировано для –40°C до +125°C
- 50 мкА ток в статическом режиме
  0.5 мкА ток в режиме отключения питания

Рис.7.26. Датчики с выходом в виде абсолютного напряжения с режимом отключения питания.

ADT45/ADT50 являются датчиками температуры с выходами в виде напряжения. Они поставляются в корпусах SOT-23-3 и предназначены для работы с напряжением питания в диапазоне от 2.7 В до 12 В (см. Рис.7.27). Устройства специфицируются для работы в диапазоне температур от –40°С до +120°С. Коэффициент преобразования выходного напряжения для обоих устройств составляет 10 мВ/°С. Типовые точности составляют ±1°С при +25°С и ±2°С по диапазонам от –40°С до +125°С.

ADT45 дает выходное напряжение 250 мВ при температуре +25°С и специфицируется для работы при температурах от 0°С до +100°С. ADT50 дает выходное напряжение 750 мВ при 25°С и специфицируется для работы при температурах от –40°С до +125°С.



- Выходное напряжение:
  - ADT45, 250 мВ @ 25°С, коэффициент преобразования 10 мВ/°С
  - ADT50, 750 мВ @ 25°С, коэффициент преобразования 10 мВ/°С
- ±2°С ошибка по всему температурному диапазону [сред.]
  ±0.5°С нелинейность [сред.]
- специфицировано для –40°С до +125°С
- 60 мкА ток в статическом режиме

Рис.7.27. Датчики ADT45/ADT50 с выходом в виде абсолютного напряжения.

Если датчики ADT45/ADT50 имеют надежный температурный контакт со средой и хорошо защищены, то их можно использовать в любых приложениях, связанных с измерением температуры среды в рабочем диапазоне от –40°С до +125°С. Будучи прикрепленными или приклеенными к некоторой поверхности, показания этих датчиков будут в пределах 0.01°С от температуры данной поверхности. Если переход воздух-поверхность неизотермический, то поскольку каждый проводник от датчика до устройства действует как проводник тепла, возникают ошибки измерения. Данная проблема решается путем термоизоляции выводов датчика, пропуская их сквозь термоизолирующие эпоксидные бусинки. Это будет гарантировать, что на температуру кристалла ADT45/ADT50 не оказывает влияние температура окружающего воздуха. В случае использования корпуса SOT-23-3, температурное сопротивление перехода кристалл-корпус, θ_{JC}, составляет 180°С/Вт. Тепловое сопротивление корпус-окружающей среды, θ_{CA} представляет собой разницу между θ_{JA} и θ_{JC}, и определяется характеристиками температурного контакта. При отсутствии воздушного потока, и если устройство припаяно к печатной плате, θ_{JA} = 300°С/Вт. Температура датчика связана с мощностью рассеяния, P_D, являющейся произведением полного напряжения на устройстве и полного потребляемого тока (включая ток, подаваемый в нагрузку). Увеличение температуры кристалла относительно температуры окружающей среды, дается соотношением:

$$T_J = P_D \times (\theta_{JC} + \theta_{CA}) + T_A$$

Таким образом, рост температуры ненагруженных ADT45/ADT50 (в корпусе SOT-23-3), припаянных на плату в отсутствии воздушного потока, при 25°C и напряжении питания +5В (статический ток = 60 мкА, P_D=300 мкВт) составит менее 0.09°C. Для того, чтобы предотвратить дальнейший рост температуры необходимо минимизировать ток нагрузки, поддерживая всегда его менее 100 мкА.

Отклик датчиков ADT45/ADT50 на ступенчатое изменение температуры определяется тепловыми сопротивлением и термической массой кристалла и корпуса. Термическая масса корпуса меняется с изменением среды, где происходит измерение, поскольку среда находится в непосредственном контакте с самим корпусом. Во всех практических случаях термическая масса корпуса является ограничивающим фактором для времени реакции датчика и может быть представлена постоянной времени RC однополюсного НЧ фильтра. Термическую массу часто рассматривают в качестве температурного эквивалента электрической емкости.

По определению, температурная постоянная времени датчика температуры является временем, которое потребуется датчику, чтобы достигнуть 63.2% конечной величины температуры на ступенчатое изменение. На Рис.7.28 показана температурная постоянная времени датчиков ADT45/ADT50 (корпус SOT-23-3 запаянный на медный проводник печатной платы 0.338 x 0.307 дюйма) как функция скорости движения воздуха. Отметим быстрое падение постоянной времени с 32 сек до 12 сек по мере того, как скорость воздуха возрастает от 0 (отсутствие потока) до 100 футов в минуту. Для сравнения, при помещении ADT45/ADT50 в ванну с перемешиваемым маслом, постоянная времени составит менее одной секунды, что подтверждает тезис о том, что постоянная времени в основном определяется конструкцией корпуса.

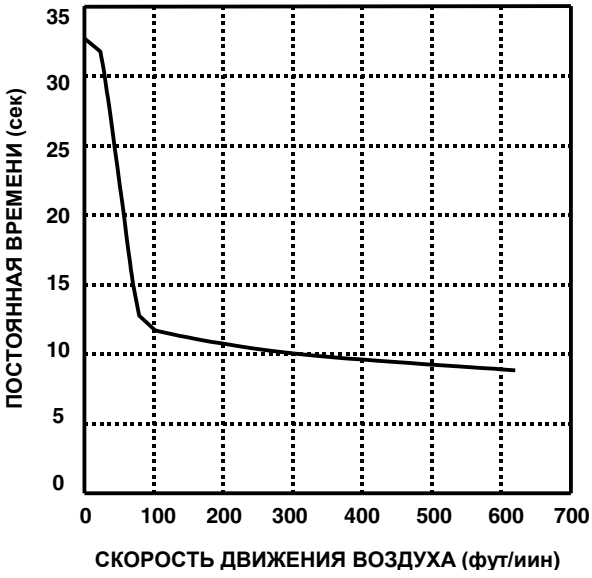


Рис.7.28. Температурный отклик для корпуса SOT-23-3 в движущемся воздухе.

Выводы подключения питания данного датчика следует заблокировать керамическим конденсатором 0.1 мкФ, имеющим весьма короткие выводы (предпочтительно элемент поверхностного монтажа) и располагать настолько близко к выводам питания, насколько это возможно.

Так как датчики температуры работают с очень малым током потребления, и могут подвергаться воздействию электрических помех высокого уровня, очень важно минимизировать влияние электромагнитной индукции и радиочастоты на эти устройства. Действие радиочастоты на температурные датчики проявляется как избыточно большой сдвиг постоянной составляющей выходного напряжения из-за выпрямления высокочастотных сигналов внутренними переходами ИС. В случаях, когда устройства работают в присутствии радиочастотного излучения высокой частоты или наведенного шума установка танталового электролитического конденсатора около 2.2 мкФ параллельно керамическому может обеспечить дополнительную устойчивость к шумам.

Датчики температуры с цифровым выходом.

Датчики температуры с цифровым выходом имеют ряд преимуществ над датчиками с аналоговым выходом, особенно в случае дистанционных приложений. К тому же, для обеспечения гальванической развязки (изоляции) между дистанционным датчиком и измерительной системой можно использовать элементы опторазвязки. Например, функцию устройства с цифровым выходом выполняет датчик температуры с напряжением на выходе, за которым следует конвертор напряжение-частота, хотя существуют более изощренные типы микросхем, более эффективные и дающие дополнительные преимущества в работе.

TMP0.3/TMP0.4 - семейство датчиков с цифровым выходом включают в себя опорный источник напряжения, генератор $V_{ПАТ}$, сигма-дельта АЦП и тактовый генератор (см. Рис.7.29). Выходной сигнал датчика квантуется сигма-дельта модулятором первого порядка, который также известен, как аналого-цифровой преобразователь «с уравновешиванием заряда». Этот преобразователь использует квантование с избытком во временной области и точный компаратор, которые обеспечивают 12-разрядную точность при весьма малых размерах схемы. Выходной сигнал сигма-дельта модулятора кодируется, используя соответствующую схему, которая дает на выходе последовательный цифровой код в виде частотно-модулированного сигнала (см. Рис.7.30). Данный сигнал весьма просто декодируется с помощью любого микропроцессора, в значениях температуры в градусах Цельсия или Фаренгейта, и всегда передается по одному проводу. Наиболее важно то, что данный метод кодирования исключает ошибки, свойственные другим методам модуляции, поскольку он не зависит от абсолютного значения частоты. Номинальная выходная частота составляет 35 Гц при +25°С и устройство работает с фиксированной длительностью импульса *T1*, составляющей 10 мс.

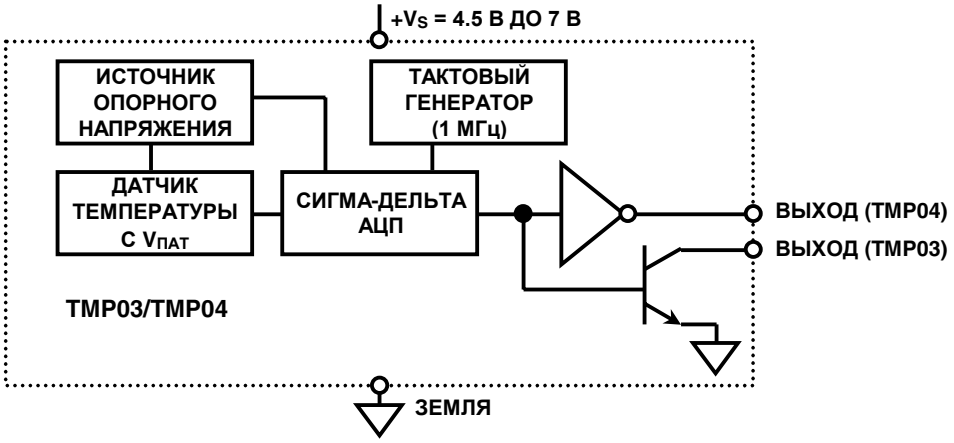
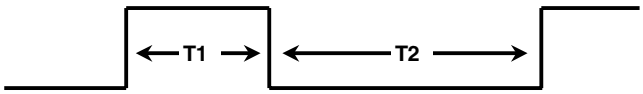


Рис.7.29. Датчики с цифровым выходом: TMP03/04.

Формы выходного сигнала для TMP03/TMP04



- Номинальная длительность импульса T1: 10 мс
- Ошибка в диапазоне температур: ±1.5°C
  Типовая нелинейность: ±0.5°C
- Рабочий диапазон: –40°C до +100°C
- Номинал отношения T1/T2 @ 0°C: 60 %
- Номинальная частота @ +25°C: 35 Гц
- Потребляемая мощность @ 5 В: 6.5 мВт
- Тип корпуса: TO-92 SO-8 или TSSOP

Рис.7.30. Основные характеристики TMP03/TMP04.

Выходной сигнал TMP03/TMP04 представляет собой поток импульсов, и температура определяется выражением:

$$Температура\ (°C) = 235 - \left(\frac{400 \times T1}{T2}\right)$$

$$Температура\ (°C) = 455 - \left(\frac{720 \times T1}{T2}\right)$$

Такие популярные микропроцессоры, как 80C51 и 68HC11 имеют в своем составе таймеры, с помощью которых можно очень просто декодировать частотно модулированный сигнал с TMP03/TMP04. Типовой интерфейс к микроконтроллеру 80C51 показан на Рис.7.31.

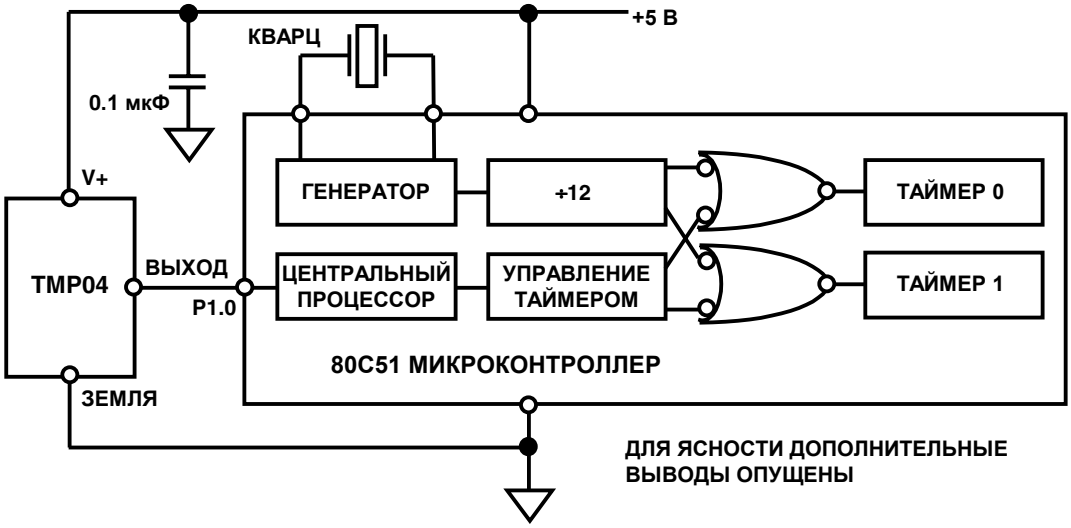


Рис.7.31. Интерфейс TMP04 к микроконтроллеру.

Два таймера обозначенные, как Таймер 0 и Таймер 1, имеют длину 16 разрядов. Системная частота микроконтроллера, деленная на 12, является входом для таймеров. Системную частоту обычно получают с помощью кварцевого генератора, таким образом, временные измерения чрезвычайно точны.

Поскольку выходной сигнал датчика является величиной относительной, то абсолютная величина тактовой частоты не значительна. Это свойство интегральной схемы весьма полезно, поскольку тактовая частота микроконтроллера часто определяется некоторыми временными ограничениями, такими как скорость последовательного обмена.

Программное обеспечение данного интерфейса очевидно. Микроконтроллер мониторирует свой порт P1.0 и запускает Таймер 0 по положительному перепаду выходного сигнала датчика. Микроконтроллер останавливает Таймер 0 и запускает Таймер 1 по отрицательному перепаду выходного сигнала датчика. Когда выходной сигнал снова придет в высокое состояние, содержимое таймеров *T1* и *T2* переписывается в регистры Таймер 0 и Таймер 1, соответственно. Далее, для расчета температуры, подпрограммы используют равенства, приведенные выше.

TMP03/TMP04 идеальны для мониторирования внутреннего температурного режима электронного оборудования. Например, корпус поверхностного монтажа будет точно отражать температурные условия, которые воздействуют на близлежащие интегральные схемы. Корпус TO-92, с другой стороны, можно монтировать над поверхностью печатной платы для того, чтобы измерять температуру воздушного потока над платой. TMP03/TMP04 измеряют температуру со своей собственной поверхности. Когда они используются для измерения температуры соседнего источника тепла, следует учитывать температурное сопротивление между данным источником и датчиком. Часто для измерения температуры источника тепла используются термопары или другие температурные датчики, в то время как измерение температуры с помощью TMP03/TMP04 сводится к простому измерению временных интервалов *T1* и *T2*. Как только определено температурное сопротивление, температура источника тепла может быть тут же вычислена.

Пример использования TMP04 для мониторирования температуры микропроцессора с высокой мощностью рассеянья показан на Рис.7.32. TMP04 в корпусе для поверхностного монтажа монтируется непосредственно под корпусом микропроцессора с матричным расположением выводов. В типовом приложении выход TMP04 можно было бы подключить к специализированному измерителю температуры. В нашем случае выход подключается непосредственно к порту измеряемого микропроцессора. Импульсный выход TMP04 дает значительное преимущество в данном приложении, поскольку он является линейным температурным выходом, для обслуживания которого требуется всего один вход микропроцессора, без необходимости использования дополнительного АЦП.

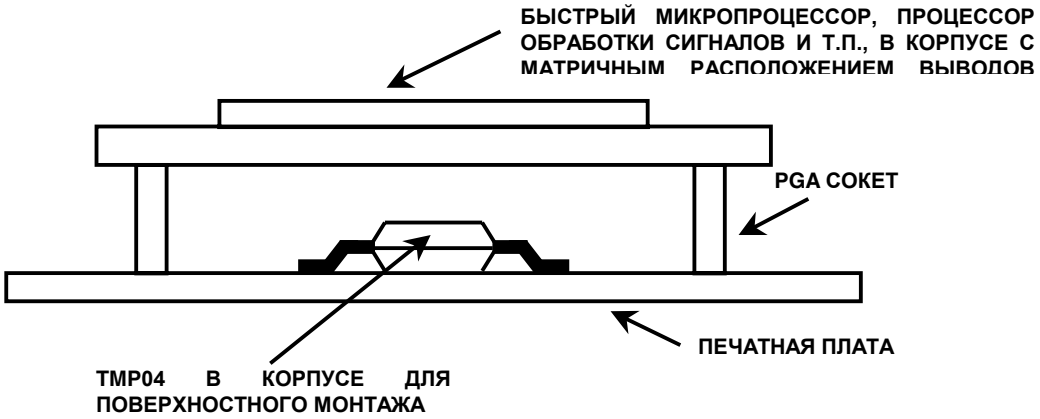


Рис.7.32. Мониторинг температуры микропроцессора с высоким потреблением или DSP с использованием TMP04.

Термореле и регуляторы с установкой температуры.

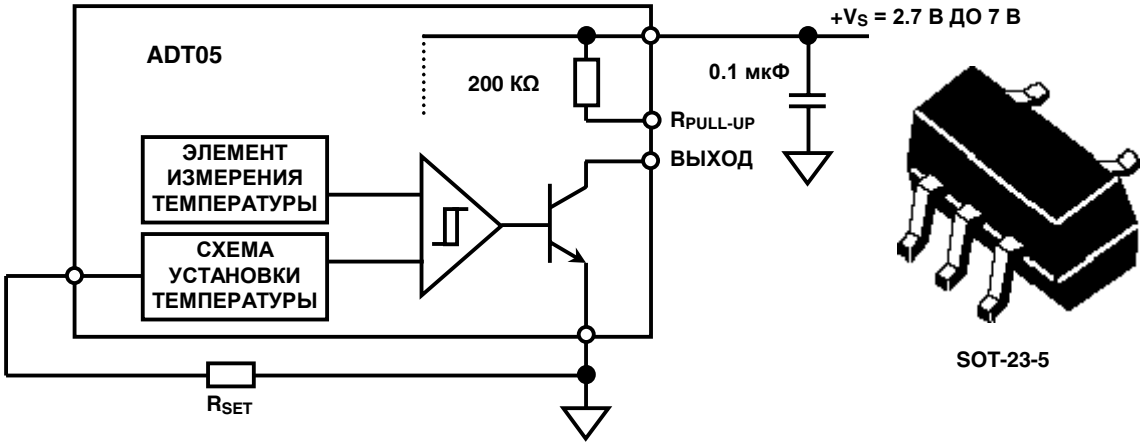
Датчики температуры, используемые совместно с компараторами, работают в качестве термореле. Термореле представляют собой простейшее однопороговое устройство с фиксированной величиной температурного порога. Недорогая ИС ADT0.5 выполняет эту функцию и позволяет с помощью единственного внешнего резистора устанавливать температуру переключения с точностью 2°С в диапазоне от –40°С до +150°С (см. Рис.7.33). Устройство дает выходной сигнал на открытом коллекторе, когда окружающая температура превышает температуру установленную пользователем. ADT0.5 обладает гистерезисом около 4°С, который предотвращает быстрые осцилляции цепи. ADT0.5 предназначена для работы с однополярным питанием в диапазоне от +2.7В до +7В, что позволяет использовать ее в приложениях с батарейным питанием, а также в индустриальных системах управления. Вследствие низкой рассеиваемой мощности (200 мкВт при 3.3В), ошибки из-за саморазогрева минимальны, а время работы аккумуляторной батареи - максимально. В ИС включен резистор подключения выхода к питанию для управления такими нагрузками, как входы КМОП.

Величина резистора установки рабочей температуры определяется равенством:

$$R_{SET} = \frac{39\ M\Omega°C}{T_{SET}(°C) + 281.6°C} - 90.3K\Omega$$

Резистор установки следует подключать непосредственно между выводом R_{SET} (вывод 4) и выводом GND (вывод 5). Если на плате имеется «полигон земли», то резистор можно подключить непосредственно на полигон, но в ближайшей к выводу 5 точке.

Резистор установки может быть любого типа, но его начальный допуск и температурный дрейф окажут влияние на точность установки температуры. Для большинства приложений металлопленочный резистор с допуском 1% даст наилучший компромисс между стоимостью и точностью. Расчетная величина резистора R_{SET} может не согласовываться с имеющейся стандартной сеткой резисторов данного допуска. Для получения расчетной величины допускается использовать последовательное или параллельное соединение нескольких резисторов.



- Точность установки: ±2°С
- Внутренний гистерезис: 4°С
- Специфицированный рабочий диапазон: -40°С до +150°С
- Рассеиваемая мощность: 200 мкВт при 3.3В

Рис.7.33. Регулятор термостата.

TMP01 релейный регулятор температуры с двумя точками установки, и выходом напряжения ПАТ (см. Рис.7.34 и 7.35). Он вырабатывает сигнал управления на одном из двух выходов, когда устройство находится выше или ниже заданного температурного диапазона. Как верхняя/нижняя температуры переключения, так и величина гистерезиса определяются внешними резисторами, выбираемыми пользователем.

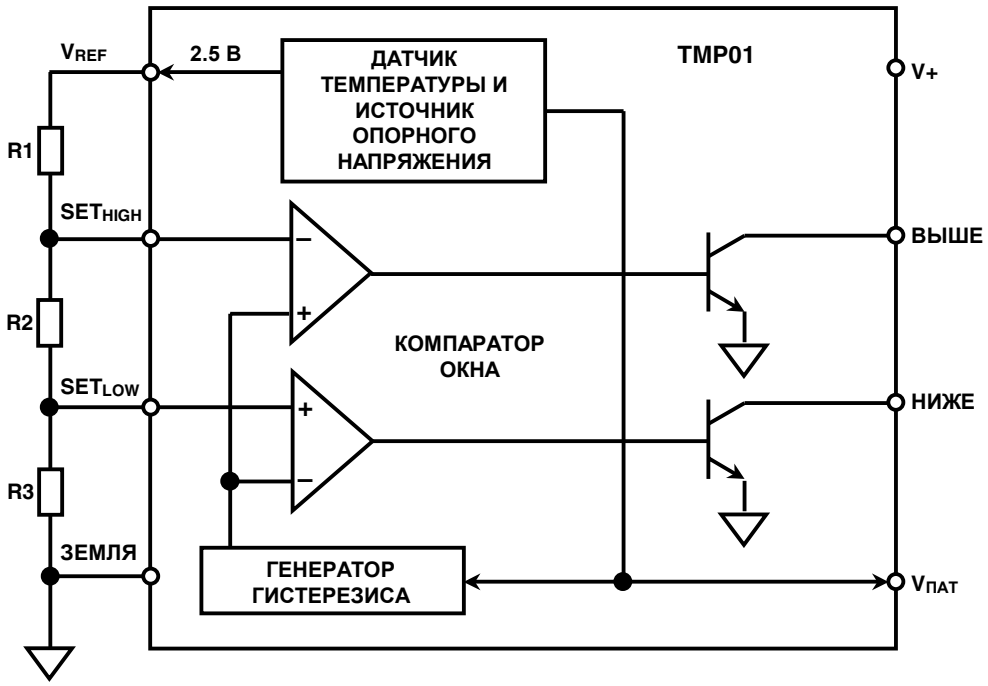


Рис.7.34. TMP01 - регулятор с программируемыми точками установки температуры.

TMP01 состоит из опорного источника, по напряжению запрещенной зоны, объединенного с парой согласованных компараторов. Источник опорного напряжения дает на выходах, как стабилизированное напряжение 2.5 В, так и напряжение ПАТ, которое имеет точный температурный коэффициент 5 мВ/К и составляет при 25°С 1.49 В. Компараторы сравнивают значение $V_{ПАТ}$ с установленными внешним образом температурами точек переключения и дают на выходах с открытым коллектором соответствующие сигналы.

Гистерезис также программируется с помощью внешних резисторов и определяется величиной полного тока, вытекающего из источника опорного напряжения +2.5 В. Этот ток выделяется и используется для генерации гистерезиса напряжения смещения соответствующей полярности после того, как соответствующий компаратор сработал. Компараторы соединяются параллельно, что гарантирует отсутствие перекрытия их гистерезисов и исключение ошибочных срабатываний по смежным зонам.

В TMP01 используются тонкопленочные резисторы с лазерной подгонкой для получения типовой точности установки температуры ±1°С во всем диапазоне температур. Выходы с открытым коллектором способны пропустить втекающий ток до 20 мА, что дает возможность управлять непосредственно реле. При работе с источником питания +5 В максимальный статический ток составляет всего 500 мкА.

ADT22/23 похожи на TMP01, но имеют внутренний гистерезис и предназначены для работы с источником питания 3В. Существует регулятор с четырьмя точками установки температуры (ADT14).

- V_C: 4.5 В до 13.2 В
- Температурный выход $V_{ПАТ}$, +5 мВ/К
- Номинальный выход при 25°С: 1.49В
- Типовая точность по диапазону температур: ±1°С
- Специфицированный рабочий диапазон: –55°С до +125°С
- Гистерезис программируется резисторами
- Точки установки температуры программируются резисторами
- Прецизионное опорное напряжение: 2.5 В ±8 мВ
- Статический ток потребления 400 мА, в режиме выключения 1 мкА
- Корпуса: 8-контактов DIP, 8-контактов SOIC, 8-контактов TO-99
- Прочие регуляторы с установкой температуры
  - Регулятор с двумя точками установки температуры: ADT22/ADT23 (3-вольтовая версия TMP01 с внутренним гистерезисом)
  - Регулятор с четырьмя точками установки температуры: ADT14

Рис.7.35. Основные характеристики регулятора с установкой температуры (TMP01).

АЦП с датчиком температуры на одном кристалле.

Цифровые датчики температуры серии AD7816/7817/7818 имеют встроенный температурный датчик, выход которого квантуется 10-разрядным АЦП с регистром последовательных приближений (РПП) на коммутируемых конденсаторах и со временем преобразования 9 мкс. Его последовательный интерфейс совместим с последовательным интерфейсом таких микроконтроллеров как INTEL 8051, MOTOROLA SPI™ и QSPI™ и MICROWIRE™ фирмы National Semiconductor. Для обеспечения гибкости, устройства данного семейства предусматривают различные варианты организации входов. Устройства семейства AD7416/7417/7418 схожи, но имеют стандартный последовательный интерфейс. Функциональные блок-схемы AD7816,AD7817,AD7818 показаны на Рис.7.36, 7.37, 7.38, а основные характеристики приводятся на Рис.7.39.

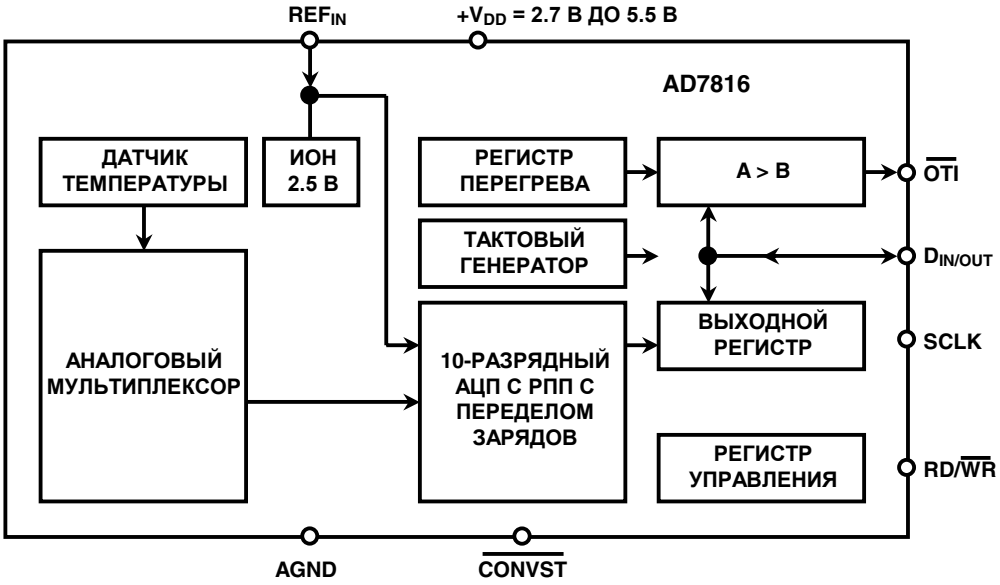


Рис.7.36. 10-разрядный цифровой датчик температуры с последовательным интерфейсом (AD7816).

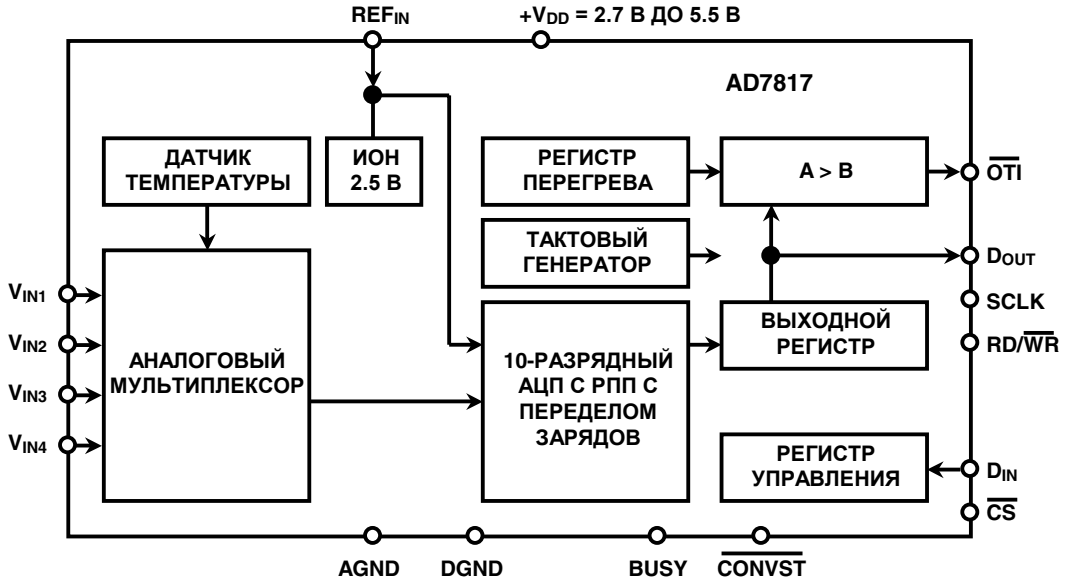


Рис.7.37. 10-разрядный АЦП с мультипл. входами и датчиком температуры (AD7817).

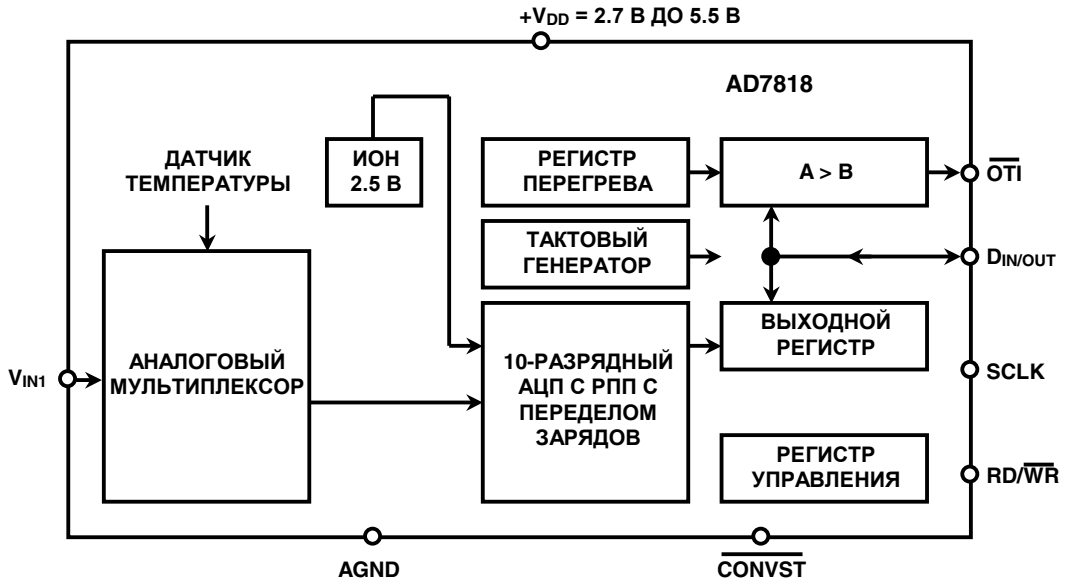


Рис.7.38. 10-разрядный АЦП с одним входом и датчиком температуры (AD7818).

- 10-разрядный АЦП с временем преобразования 10 мкс
- Гибкий последовательный интерфейс (Intel 8051, SPI™, QSPI™, MICROWIRE™)
- Наличие на кристалле датчика температуры: -55°C до +125°C
- Точность измерения температуры: +2°C от –40°C до +85°C
- Наличие встроенного опорного источника: 2.5В ±1%
- Диапазон напряжения питания: +2.7В до +5.5В
- Рассеиваемая мощность 4 мВт на частоте выборок 10 Гц
- Режима автопонижения питания после завершения преобразования
- Выход «прерывания» по перегреву
- Аналоговые входы, четыре для AD7817, один для AD7818
- AD7416/AD7417/AD7418 подобны перечисленным, но имеют I^2C интерфейс

Рис.7.39. Серия датчиков температуры с 10-разрядным АЦП (AD7816/AD7817/AD7818).

Температурный мониторинг микропроцессоров

Современные компьютеры требуют, чтобы в равной степени, как аппаратура, так и программы работали должным образом, несмотря на многочисленные мешающие факторы, которые могут вызвать разрушение системы или ее зацикливание. Цель аппаратного мониторинга состоит в том, чтобы следить за критическими параметрами компьютерной системы и предпринимать адекватное корректирующее воздействие, при появлении проблем.

Источник питания микропроцессора и температура являются двумя критическими параметрами. Если напряжение источника питания падает ниже специфицированного минимального уровня, то работа микропроцессора должна быть остановлена до тех пор, пока напряжение не вернется к своему допустимому уровню. В некоторых случаях желательно выполнить сброс микропроцессора при понижении напряжения питания. Является общепринятой практикой сбрасывать микропроцессор при подаче, либо снятии питания. Если величина питающего напряжения низка, может потребоваться переключение системы на резервную батарею. При пониженных напряжениях существует обязательное требование запретить микропроцессору выполнять запись во внешнюю КМОП-память путем подачи сигнала «запрета» на вход разрешения выбора внешней памяти (CE).

Многие микропроцессоры можно запрограммировать на периодическую генерацию сигнала «сторожевого таймера». Мониторинг этого сигнала даст указание на то, что процессор и его программное обеспечение работают должным образом или напротив, что процессор попал в петлю бесконечного цикла.

Необходимость аппаратного мониторинга привела к появлению ИС, традиционно называемых «супервизорными устройствами (для микропроцессоров)», которые выполняют некоторые или все перечисленные выше функции. Спектр этих устройств весьма широк от простых генераторов с ручным сбросом (с устранением дребезга) до законченных подсистем мониторинга на основе микроконтроллеров со встроенными датчиками температуры и АЦП. Семейство изделий Analog Devices (ADM) специально предназначено для выполнения различных функции по контролю работы микропроцессоров, требуемого различными системами.

Температура центрального процессора особенно нужна для микропроцессоров серии Pentium II. По этой причине, все последние устройства Pentium II имеют встроенный в подложку PNP-транзистор, который предназначается для мониторирования действительной температуры кристалла. Коллектор встроенного PNP-транзистора соединяется с подложкой, а база и эмиттер выведены наружу отдельными ножками на микропроцессоре.

ИС ADM1021 - монитор температуры микропроцессора предназначен специально для обработки сигналов с этих выходов и преобразует напряжение в цифровой код, представляющий собой температуру кристалла. Упрощенно часть схемы AD1021 показана на Рис.7.40.

Методы, использованные для измерения температуры, идентичны рассмотренному выше принципу измерения «ΔV_{BE}». Два разных тока (I и $N*I$) прикладываются к измерительному транзистору, и измеряется напряжение для каждого из них. Для ADM1021 номинальные величины составляют: I = 6 мкА, (N = 17), NI = 102 мкА. Разность измеренных напряжений база-эмиттер, «ΔV_{BE}» является напряжением ПАТ и дается выражением:

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \cdot \ln(N)$$

На Рис.7.40 показан внешний датчик, изображающий собой транзистор на подложке, выполняющий температурный мониторинг микропроцессора, но с таким же успехом им может быть и внешний дискретный транзистор. Если используется дискретный транзистор его коллектор необходимо подключить к базе и не заземлять. Для исключения мешающего шума со стороны земли более отрицательный зажим датчика не подключается к земле, а смещается выше ее с помощью внутреннего диода. Если датчик работает в среде с шумами, можно добавить конденсатор *C* в качестве шумового фильтра. Его величина обычно составляет 2200 пФ , но не более 3000 пФ.

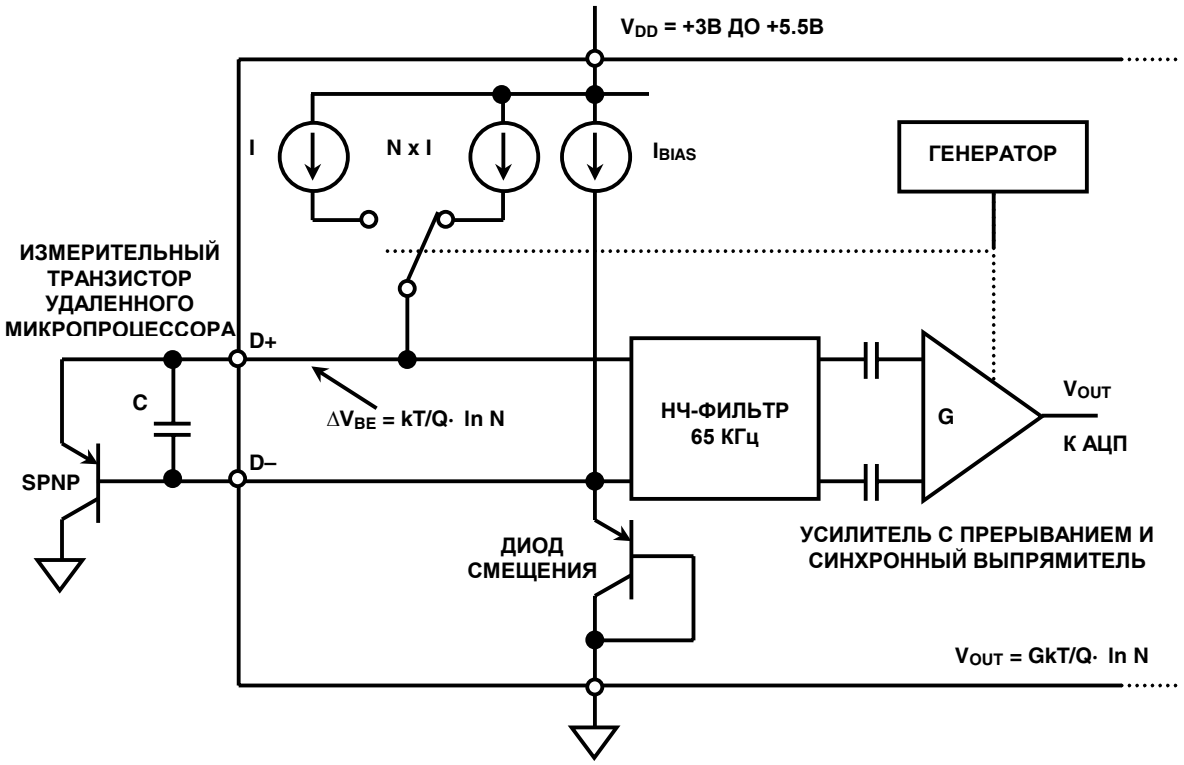


Рис.7.40. Схема нормирования входного сигнала монитора температуры микропроцессора (ADM1021).

Для измерения ΔV_{BE} чувствительный транзистор переключается между рабочими токами *I* и *NI*. Для уменьшения шумов результирующее переменное напряжение пропускается через НЧ-фильтр с частотой среза 65 КГц, и затем поступает на усилитель, стабилизированный прерыванием, который усиливает сигнал и выполняет его синхронное выпрямление. Полученное постоянное напряжение пропорционально ΔV_{BE} квантуется 8-разряным АЦП. Для большего уменьшения действия шумов выполняется цифровая фильтрация сигнала, путем усреднения результатов 16 циклов измерения.

AD1021 содержит встроенный датчик температуры, и нормирование и измерение его сигналов выполняется подобным же образом.

Один МЗР АЦП соответствует 1°С, таким образом, АЦП теоретически может измерять температуру от –128°С до +127°С, хотя, практическая величина нижнего предела составляет –65°С, в соответствие с предельно допустимыми параметрами устройства. Результаты измерения внутренней температуры и температуры микропроцессора записываются в регистры локальной и дистанционной температуры и сравниваются с пределами, запрограммированными в регистрах верхнего и нижнего пределов для локальной и дистанционной точек измерения температуры, как показано на Рис.7.41.

Когда внутренняя температуры кристалла или температура контролируемого процессора находятся вне запрограммированных пределов, вырабатывается выходной сигнал «ТРЕВОГА». Этот выход можно использовать в качестве сигнала прерывания или как сигнал тревоги шины управления системой (SMBus).

Через последовательный интерфейс шины управления системой можно программировать регистры пределов, управлять устройством и конфигурировать его. Содержимое любого регистра также можно прочитать по этой шине. Функции управления и конфигурирования состоят из: переключения устройства из режима нормальной работы в режим выключения питания, из маскирования или разрешения сигнала «ТРЕВОГА» и из установки частоты преобразования, которая может быть в диапазоне от 0.0625 Гц до 8 Гц.

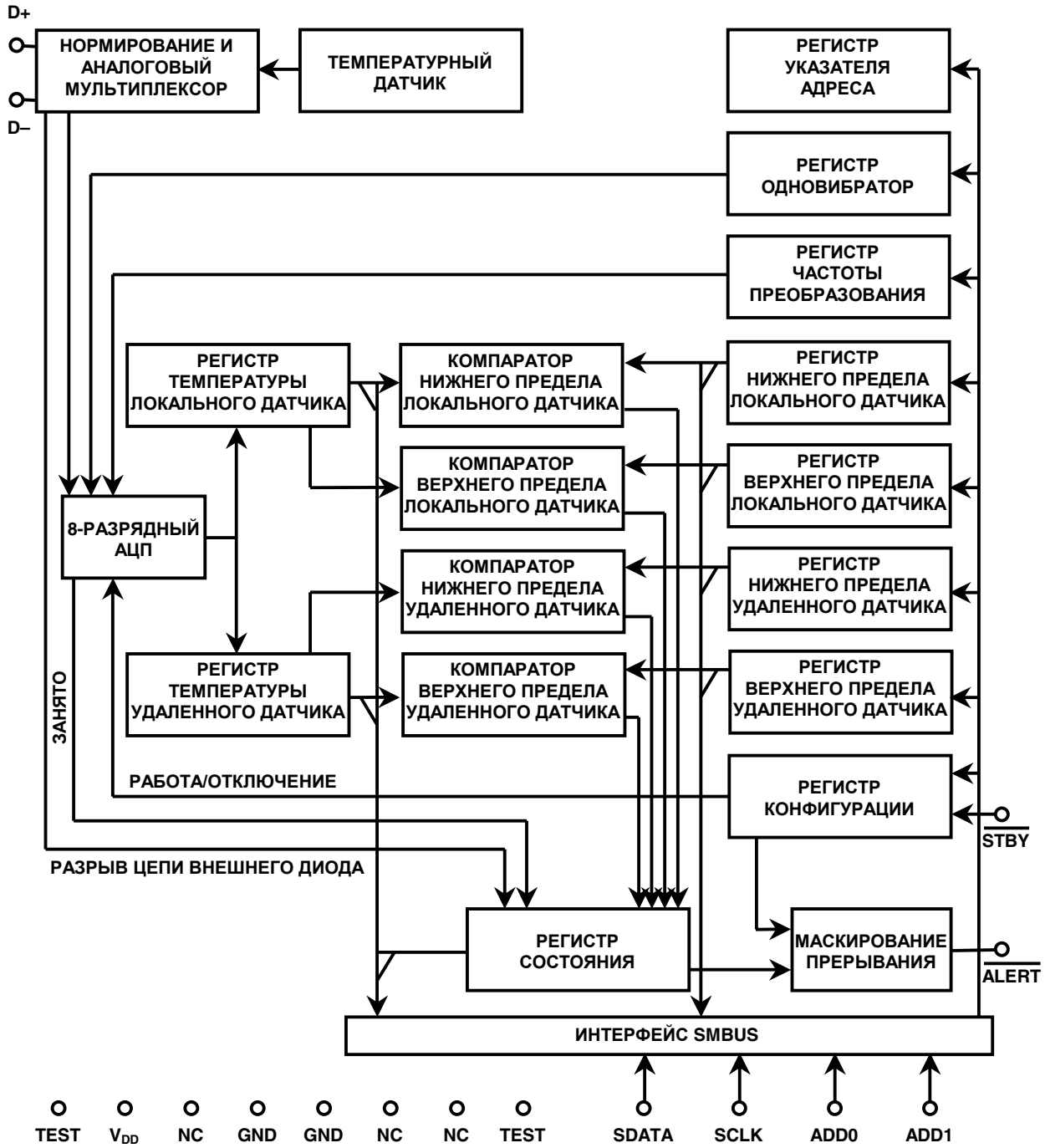


Рис.7.41. Упрощенная блок-схема ADM1021.

- Измерение температуры: кристалла и в удаленной точке
- Точность для внутреннего датчика: 1°C
- Точность для удаленного датчика: 3°C
- Программируемые верхний и нижний пределы по температуре
- Наличие двухпроводного последовательного интерфейса: SMBus
- Максимальный рабочий ток: 70 мкА
- Ток в режиме выключения питания: 3 мкА
- Диапазон питания: от +3 В до +5.5В
- Корпус 16-выводной QSOP

Рис.7.42. Основные характеристики ADM1021.

Литература

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, *1992 Amplifier Applications Guide*, Section 2, 3, Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, *System Applications Guide*, Section 1, 6, Analog Devices, Inc., 1993.
5. Jim Williams, *Thermocouple Measurement*, *Linear Technology Application Note 28*, Linear Technology Corporation.
6. Dan Sheingold, *Nonlinear Circuits Handbook*, Analog Devices, Inc.
7. James Wong, *Temperature Measurements Gain from Advances in High-precision Op Amps*, Electronic Design, 15 May 1986.
8. *OMEGA Temperature Measurement Handbook*, Omega Instruments, Inc.
9. *Handbook of Chemistry and Physics*, Chemical Rubber Co.
10. Paul Brokaw, *A Simple Three-Terminal IC Bandgap Voltage Reference*, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-9, December, 1974.