

Измерение тока в широком динамическом диапазоне: три схемных решения

Печатается с разрешения Analog Devices (www.analog.com)

Нил Жао, Веншуй Ляо и Генри Сино (США)

Перевод Андрея Данилова

В статье проанализированы схемы измерения тока, реализованные на базе ИС компании Analog Devices. Даны рекомендации по выбору элементной базы и номиналов пассивных компонентов. Приведены результаты испытаний.

ВВЕДЕНИЕ

Измерение тока является важной функцией, необходимой для высокоточного управления с обратной связью в таких приложениях, как управление двигателем, соленоидом, электропитанием и инфраструктурой связи. Оно охватывает диапазон от определяющих безопасность автомобильных и промышленных приложений до карманных приборов, где мощность и эффективность являются жизненно необходимыми. Высокоточный контроль тока позволяет разработчикам получать важную оперативную информацию, такую как момент двигателя, основанный на токе двигателя, КПД преобразователя постоянного тока, ток смещения мощного МОП-транзистора с боковой диффузией (LDMOS) базовой станции, или диагностическую информацию, такую как короткие замыкания на землю.

Чтобы понять ключевые компромиссы, параметры и задачи, стоящие перед разработчиками системы при выборе наиболее точного, рентабельного датчика тока для печатной платы, подробно рассмотрим измерение тока в мониторинге тока смещения МОП-транзистора в усилителях мощности базовой станции сотовой связи и других характерных приложениях.

Мониторинг тока является необходимым в усилителях мощности базовой станции, особенно вместе с более сложными методами модуляции, используемыми в 3G и LTE, где отношение пиковой мощности к средней изменяется от 3,5 дБ (примерно 2,2 : 1) для 3G W-CDMA до 8,5 дБ (примерно 7,1 : 1) для LTE OFDM, по сравнению с 3

дБ (примерно 2 : 1) для наиболее распространенного стандарта 2G GSM с одной несущей. Одной из функций замкнутой системы управления с обратной связью является измерение тока МОП-транзистора, которое позволяет устанавливать его напряжение смещения для правильной модуляции при данной мощности выхода. Как правило, этот постоянный ток смещения имеет широкий динамический диапазон с учётом средней, максимальной или минимальной нагрузки. Для разработчика это означает, что необходим точный датчик для измерения тока в диапазоне от 50 мА (или только 15 мА)* до 20 А, когда напряжение стока МОП-транзистора изменяется от 28 до 60 В.

Использование шунтирующего резистора для измерения этого тока означает, что разработчик ограничен очень малым шунтом, который не будет рассеивать слишком много мощности, когда ток МОП-транзистора составляет 20 А. Например, даже шунт в 10 мОм будет рассеивать 4 Вт при максимальном токе.

Хотя доступны шунтирующие резисторы, способные оперировать такой мощностью, более низкое рассеивание мощности может быть и требованием платы. Но выбор столь низких значений сопротивления означает, что при низких токах, например 50 мА, напряжение на шунте 10 мОм чрезвычайно мало (500 мкВ), что делает его проблемной для точного измерения – при помощи схемы, которая также должна выдерживать высокое синфазное напряжение.

Эта статья фокусируется на схемных решениях для измерения тока, кото-

рые могут помочь разработчикам точно отслеживать постоянные токи в широком диапазоне в присутствии высоких синфазных напряжений. Особое внимание также будет уделено температурному параметру. Этот важный параметр часто нелегко калибровать, но он должен быть учтён при эксплуатации усилителей мощности вне помещений. Ниже описаны три возможных подхода к решению – в порядке возрастания сложности проекта, – которые обеспечивают высокоточное измерение тока с высоким разрешением для различных приложений:

1. Использование дискретных компонентов, таких как ОУ, резисторы и стабилитроны, для построения датчика тока. Это схемное решение в качестве ключевого компонента использует усилитель с нулевым дрейфом AD8628;
2. Достижение повышенного уровня интеграции при помощи высоковольтного двунаправленного монитора токового шунта, такого как AD8210, с дополнительными внешними компонентами для расширения динамического диапазона и точности;
3. Использование специализированного прибора, такого как AD8217, удобный в применении, высокоинтегрированный датчик тока с нулевым дрейфом, работающий в диапазоне входного синфазного напряжения от 4,5 до 80 В.

КОНФИГУРИРОВАНИЕ СТАНДАРТНОГО ОУ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКА ПРИ БОЛЬШОМ СИНФАЗНОМ НАПЯЖЕНИИ

Рисунок 1 показывает дискретное схемное решение на основе ОУ с использованием AD8628. Аналогичную схему можно реализовать и с другими ОУ, но требуется особое сочетание параметров, таких как низкое напря-

* В соответствии с группой стандартов антенного интерфейса (AISG) 1.1.

жение смещения по входу и малый дрейф, низкий входной ток и способность работать при входных и выходных сигналах, близких к напряжениям на шинах питания. Другими рекомендованными усилителями являются AD8538, AD8571 и AD8551.

Эта схема отслеживает ток I в нагрузке. Усилитель смещён стабилитроном, в данном случае с напряжением 5,1 В. Использование стабилитрона гарантирует, что усилитель безопасно работает при высоком уровне синфазного сигнала и его напряжение питания остаётся постоянным и в допустимых пределах, пока выходной сигнал преобразуется в ток МОП-транзистором относительно земляного потенциала при помощи резистора R_L . После этого выходное напряжение может быть подано на преобразователи, аналоговые процессоры и другие компоненты, привязанные к заземлению, такие как ОУ и компараторы, для дальнейшей обработки сигнала.

В такой конфигурации падение напряжения на R_G равно падению напряжения на R_{SHUNT} , поскольку обратная связь через МОП-транзистор устанавливает одинаковое напряжение на обоих высокоимпедансных входах ОУ. Ток через резистор R_G протекает через полевой транзистор и резистор R_L , чтобы сформировать выходное напряжение V_{OUTPUT} . Взаимосвязь между током I , протекающим через шунтирующий резистор, и выходным напряжением V_{OUTPUT} описывается выражением (1):

$$V_{OUTPUT} = (I R_{SHUNT} / R_G) R_L \quad (1)$$

Выбор резистора R_{SHUNT} . Максимальное значение R_{SHUNT} ограничено допустимой потребляемой мощностью при максимальном токе. Минимальное значение R_{SHUNT} ограничено входным диапазоном и погрешностями ОУ. Обычно значение R_{SHUNT} составляет от 1 до 10 мОм для измерения токов свыше 10 А. Если единичный резистор не может удовлетворить требованию к потребляемой мощности либо слишком велик для печатной платы, R_{SHUNT} возможно, придётся выполнить из нескольких параллельных резисторов.

Выбор резистора R_G . Резистор R_G используется для преобразования тока, пропорционального току на входе, в ток на выходе. Максимальное значение R_G ограничено током утечки сток-исток р-канала МОП-транзистора.

Например, обсудим распространённый р-канальный вертикальный МОП-транзистор с двойной диффузией, работающий в режиме обогащения, BSS84. Максимальное значение тока утечки I_{DSS} при различных условиях приведено в таблице 1.

Рассмотрим пример измерения тока стока МОП-транзистора (LDMOS) при синфазном напряжении 28 В и токе утечки $I_{DSS} = 100$ нА. Отображение минимального тока через резистор R_L должно быть по меньшей мере в 20 раз больше I_{DSS} . Результатом является:

$$R_{G_MAX} = I_{MIN} R_{SHUNT} / 20 \times 100 \text{ нА.}$$

Минимальное значение R_G ограничено допустимой потребляемой мощностью тока отображения при максимальном токе нагрузки $R_{G_MIN} = (I_{MAX} R_{SHUNT}) / I_{MIRROR_MAX}$.

Выбор резистора R_{BIAS} . Ток через резистор R_{BIAS} делится для формирования тока потребления ОУ и преимущественно постоянного напряжения на стабилитроне V_Z (которое определяет напряжение питания ОУ). Убедитесь, что ток, протекающий через стабилитрон, не превышает его максимальный ток стабилизации I_{Z_MAX} , когда ток усилителя I_{SUPPLY} близок к нулю, а входное напряжение V_{IN} является максимальным:

$$R_{BIAS_MIN} = (V_{IN_MAX} - V_Z) / I_{Z_MAX}$$

Чтобы гарантировать стабильное напряжение на стабилитроне, ток, протекающий через него, должен быть в два раза выше его минимального рабочего тока I_{Z_MIN} , когда ток потребления I_{SUPPLY} является максимальным, а входное напряжение V_{IN} минимально:

$$R_{BIAS_MAX} = (V_{IN_MIN} - V_Z) / (I_{Z_MIN} + I_{SUPPLY_MAX})$$

Стабилитрон и резистор R_{BIAS} являются ключевыми компонентами этой схемы, поскольку они снимают высокое синфазное напряжение с последующих цепей и позволяют использовать низковольтный прецизионный ОУ. Для наилучшей стабильности напряжения стабилитрон должен иметь малое динамическое сопротивление и низкий температурный дрейф.

Выбор резистора R_L . Резистор R_L используется для ограничения входного тока усилителя, если входные выбросы

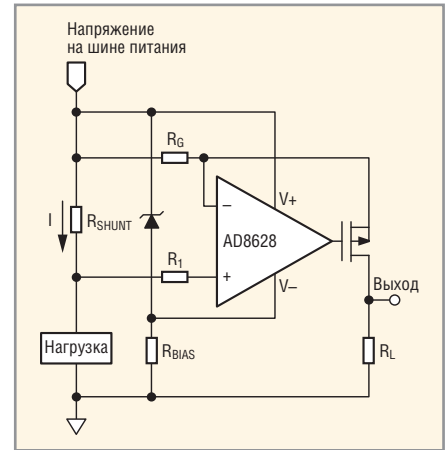


Рис. 1. Дискретная схема измерения больших токов, использующая операционный усилитель

превосходят напряжение питания ОУ. Рекомендуется резистор 10 кОм.

При низких значениях шунтирующего сопротивления и малых токах нагрузки важными параметрами становятся напряжение смещения ОУ, V_{OS} и входной ток I_{OS} . Произведение $I_{MIN} R_{SHUNT}$ должно превышать $(V_{OS} + I_{OS} R_L)$, в противном случае усилитель войдёт в режим насыщения. Следовательно, для оптимальной работы схемы предпочтителен усилитель, работающий с входными и выходными напряжениями «от питания до питания» и нулевыми переходными искажениями.

Другим параметром, который необходимо рассмотреть для этой дискретной схемы, является температурный дрейф. Даже если используется усилитель с нулевым дрейфом, очень трудно или дорого оптимизировать отклонения, обусловленные дискретными компонентами: стабилитроном, МОП-транзистором и резисторами. Согласно таблице 1, максимальный ток утечки МОП-транзистора изменяется от -10 до -60 мкА, когда температура эксплуатации изменяется от 25 до 125°C при напряжении затвор-исток $V_{GS} = 0$ В и напряжении сток-исток $V_{DS} = -50$ В. Этот дрейф снизит точность системы в диапазоне температур, особенно при малых измеряемых токах. Дрейф напряжения на стабилитроне воздействует на стабильность напряжения питания усилителя, по-

Таблица 1. Ток утечки сток-исток МОП-транзистора

Условия	Максимум I_{DSS}
$V_{GS} = 0$ В; $V_{DS} = -40$ В; $T_J = 25^\circ\text{C}$	-100 нА
$V_{GS} = 0$ В; $V_{DS} = -50$ В; $T_J = 25^\circ\text{C}$	-10 мкА
$V_{GS} = 0$ В; $V_{DS} = -50$ В; $T_J = 125^\circ\text{C}$	-60 мкА

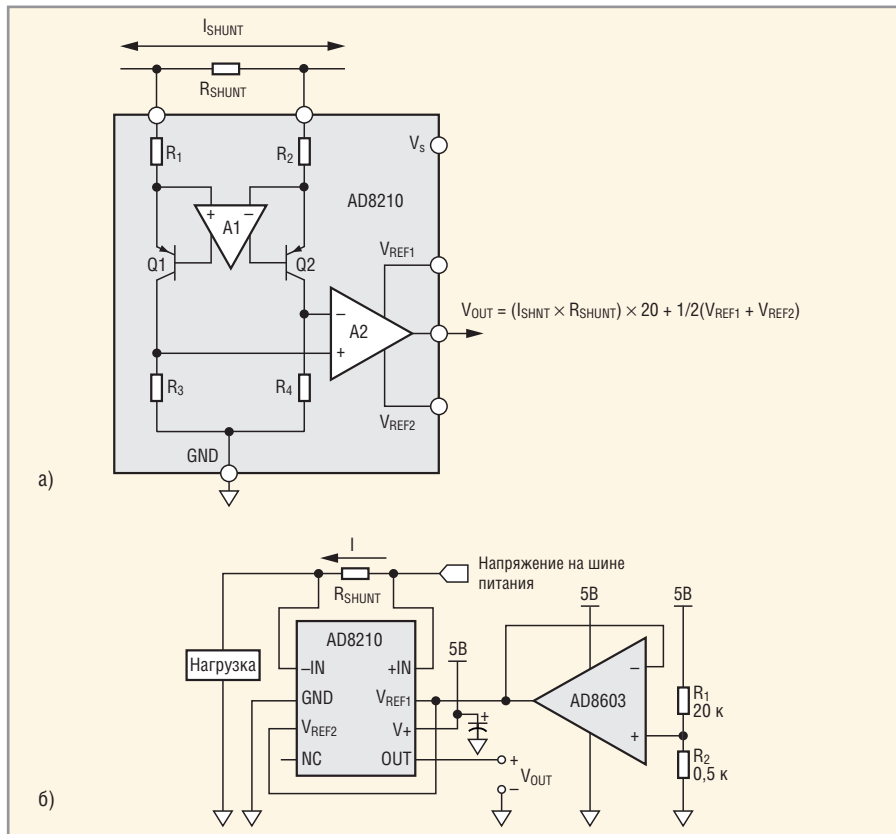


Рис. 2. (а) Высоковольтный двунаправленный измеритель тока шунта AD8210, $V_{OUT} = (I_{SHUNT} \cdot R_{SHUNT}) \times 20 + (V_{REF1} + V_{REF2})/2$; (б) схема измерения однонаправленного тока в широком диапазоне с использованием внешнего опорного напряжения

этому используемый ОУ должен иметь высокое значение ослабления нестабильности напряжения питания (PSR, КВНИП).

Кроме того, разработчики должны учитывать низкую энергетическую эффективность этой схемы. Значительная мощность потребляется резистором R_{BIAS} . Например, если синфазное напряжение составляет 28 В, напряжение на стабилитроне равно 5,1 В, а номинал резистора R_{BIAS} равен 1 кОм, схема будет рассеивать более 520 мВт нежелательной мощности. Эти добавки к общей потребляемой мощности и должны быть приняты во внимание.

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА ПРИ ПОМОЩИ AD8210 И ВНЕШНИХ КОМПОНЕНТОВ

Рисунок 2а показывает упрощённую блок-схему интегрированного высоковольтного двунаправленного измерителя тока шунта AD8210; рисунок 2б демонстрирует пример схемы однонаправленного измерителя с внешним опорным напряжением.

Микросхема AD8210 усиливает малое дифференциальное входное напряжение, порождаемое положительным или отрицательным током, протекающим через резистор шунта.

Усилитель AD8210 подавляет высокие синфазные напряжения (до 65 В) и обеспечивает буферизованный выход, привязанный к земляной шине.

Как показано на рисунке 2а, он содержит два основных блока – дифференциальный усилитель и измерительный усилитель. Выводы входа подсоединены к дифференциальному усилителю А1 посредством резисторов R_1 и R_2 . Усилитель А1 обнуляет напряжение, появляющееся между его собственными входными выводами, подстраивая небольшие токи через резисторы R_1 и R_2 при помощи транзисторов Q1 и Q2. Когда входной сигнал AD8210 равен нулю, токи в резисторах R_1 и R_2 одинаковы. Когда дифференциальный сигнал отличается от нуля, ток увеличивается через один из резисторов и уменьшается в другом. Разность токов пропорциональна величине и полярности входного сигнала.

Дифференциальные токи через транзисторы Q1 и Q2 преобразуются в дифференциальное напряжение резисторами R_3 и R_4 . Усилитель А2 сконфигурирован как измерительный. Он преобразовывает дифференциальное напряжение в однофазное выходное напряжение с коэффициентом передачи 20 В/В, установленным встроен-

ными тонкоплёночными резисторами с точной подгонкой.

Выходное опорное напряжение удобно регулируется при помощи выводов V_{REF1} и V_{REF2} . В типичной схеме для обработки двунаправленного тока вывод V_{REF1} подсоединён к шине питания V_{CC} , тогда как вывод V_{REF2} подсоединён к шине нулевого потенциала GND. В этом случае выход привязан к напряжению $V_{CC}/2$, когда входной сигнал равен нулю, поэтому при 5-вольтовом питании выход смещён к 2,5 В.

Эта конфигурация хорошо работает в зарядно-разрядных схемах, но если пользователю требуется использовать весь выходной диапазон для измерения однонаправленного тока, то схема, приведённая на рисунке 2б, показывает типовой способ, которым может быть использован внешний источник для установки этого диапазона. Здесь резистивный делитель буферизован посредством ОУ, чтобы управлять соединёнными вместе выводами V_{REF1} и V_{REF2} для смещения выхода.

Без дополнительных схем усилителю трудно измерять ток нагрузки, когда он подходит близко к нулю. При 5-вольтовом питании AD8210 устанавливает линейный диапазон выходного сигнала от минимального значения в 50 мВ до максимального значения в 4,9 В:

$$V_{OUT} = I_{SHUNT} R_{SHUNT} Gain = 250 \text{ mA} \times 10 \text{ M}\Omega \times 20 = 50 \text{ mV}$$

Конфигурация, показанная на рисунке 2б, добавляет смещение, позволяющее измерять меньшие токи. Взаимосвязь между выходным напряжением и измеряемым током при коэффициенте передачи усилителя 20 В/В может быть рассчитана на основе выражения (2):

$$V_{OUTPUT} = I_{RSHUNT} Gain(AD8210) + [5 \text{ V} \times R_2 / (R_1 + R_2)]. \quad (2)$$

Например, с использованием резисторов R_1 и R_2 с номиналами 9800 и 200 Ом соответственно напряжение смещения составит 100 мВ. Когда входное дифференциальное напряжение равно 0, выход AD8210 сместится к 100 мВ, что безопасно и находится в линейной области. Если ток через шунт находится в диапазоне от 50 мА до 20 А, при $R_{SHUNT} = 10 \text{ M}\Omega$ входной диапазон составил бы от 0,5 до 200 мВ; а выходным диапазоном AD8210 явля-

ется 0,01...4 В плюс напряжение смещения, т.е. от 0,11 до 4,1 В – полностью в пределах паспортного линейного диапазона AD8210.

Фактически при помощи такой конфигурации разработчик может смещать выход AD8210 к любой точке в пределах его питающего напряжения с целью обработки произвольных диапазонов тока, имеющих любую степень асимметрии. Для буферизации делителя напряжения желательно использовать ОУ, поскольку к опорным входам подсоединены встроенные, точно подогнанные сопротивления, поэтому для получения наилучших результатов эти входы должны управляться при низком импедансе. Для буферизации внешнего опорного напряжения могут быть использованы высокоточные и недорогие ОУ, включая, например, AD8541, AD8601, AD8603, AD8605, AD8613, AD8691 и AD8655.

По сравнению с дискретным решением, эта интегрированная схема требует, чтобы измеритель токового шунта имел значительный диапазон синфазного напряжения и выходного смещения, если диапазон выходного напряжения не может удовлетворять требованиям диапазона обнаружения тока. Однако он может осуществлять двунаправленное измерение тока и позволяет избежать описанных выше проблем с температурным дрейфом и потребляемой мощностью. Дрейф напряжения смещения и коэффициента передачи AD8210 имеют гарантированный максимум в 8 мкВ/°С и 20 × 10⁻⁶/°С соответственно. И если, например, в качестве буфера был использован AD8603, он мог бы внести смещение всего лишь 1 мкВ/°С, которым можно пренебречь, по сравнению с уже имеющимся низким дрейфом напряжения смещения AD8210. Потребляемая мощность делителя, R₁ и R₂, составляет (5 В)²/(R₁ + R₂) или всего лишь 1,2 мВт при использовании номиналов, указанных на рисунке 26.

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА ПРИ ПОМОЩИ УСИЛИТЕЛЯ С НУЛЕВЫМ ДРЕЙФОМ AD8217

Недавно компания Analog Devices представила AD8217, высоковольтный датчик тока, имеющий нулевой дрейф и полосу пропускания 500 кГц, разработанный специально для повышения разрешающей способности и точности в широких диапазонах изменения тем-

пературы, входного синфазного сигнала и дифференциального напряжения. Рисунок 3а показывает упрощённую блок-схему прибора, рисунок 3б – типовую схему его применения.

При измерении очень малых токов через небольшой шунтовый резистор, AD8217 характеризуется минимальным, 20-мВ изменением выходного напряжения во всём диапазоне температур, что лучше 50-мВ диапазона AD8210. Таким образом, если минимальный измеряемый ток нагрузки в шунте обеспечивает 20-мВ минимальное напряжение на выходе, что соответствует минимальному, 1-мВ входному сигналу от датчика тока, то пользователь может выбрать AD8217, включенный по схеме, показанной на рисунке 3б. Соотношение между выходным напряжением AD8217 и входным током может быть рассчитано по формуле (3):

$$V_{\text{OUTPUT}} = I_{\text{RSHUNT}} \times 20. \quad (3)$$

Микросхема AD8217 оснащена встроенным стабилизатором с низким падением напряжения (LDO), который обеспечивает постоянное напряжение питания для усилителя. Стабилизатор выдерживает высокое синфазное напряжение, которое может изменяться от 4,5 до 80 В, по существу выполняя функцию, аналогичную стабилитрону на рисунке 1.

Усилитель AD8217 предустановлен на коэффициент передачи 20 В/В с максимальной погрешностью ±0,35% во всём температурном диапазоне. Первоначально оговоренное смещение ±300 мкВ в диапазоне температур и незначительный температурный дрейф, ±100 нВ/°С, улучшат любой баланс погрешности. Буферизованное

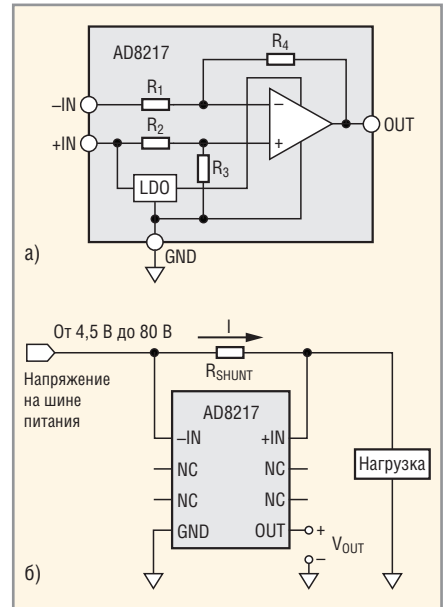


Рис. 3. (а) Шунтовый измеритель тока с высоким разрешением и нулевым дрейфом AD8217; (б) измерение тока при помощи AD8217

напряжение на выходе напрямую сопрягается с любым типовым аналого-цифровым преобразователем. Независимо от синфазного напряжения, AD8217 обеспечивает правильное выходное напряжение, когда входное дифференциальное напряжение составляет не менее 1 мВ. С использованием шунтирующего резистора 10 мОм минимальный ток может быть на уровне 100 мА.

Однокристальное решение позволяет избежать проблем с температурным дрейфом и потребляемой мощностью, присущих дискретной схеме.

СРАВНИТЕЛЬНОЕ ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИСПЫТАНИЙ

Следующий раздел посвящён результатам испытаний, полученным при сравнении трёх различных методов. Входной ток через шунт регулировал-

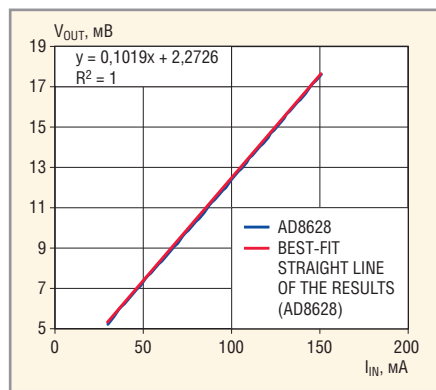


Рис. 4. Результаты испытаний при малых токах с ОУ типа AD8628 в схеме, показанной на рисунке 1

ся изменением и входного напряжения, и сопротивления нагрузки. Первоначальная калибровка была выполнена с целью устранения исходных погрешностей коэффициента передачи и напряжения смещения, связанных со всеми компонентами, использованными на плате.

Рисунок 4 представляет график выходного напряжения на резисторе R_L как функцию малых значений входного тока, протекающего через R_{SHUNT} и измеренного при помощи схемы, показанной на рисунке 1. Значение R_{SHUNT} составляет 10 мОм, $R_G = 13$ Ом, $R_{BIAS} = 100$ Ом, $R_1 = 10$ кОм, нагрузочное сопротивление составляет 200 Ом, $R_L = 200$ Ом, напряжение на стабилизаторе равно 5,1 В; в качестве ОУ использован AD8628; МОП-транзистор – BSS84. Максимальная относительная погрешность равна 0,69%, а средняя погреш-

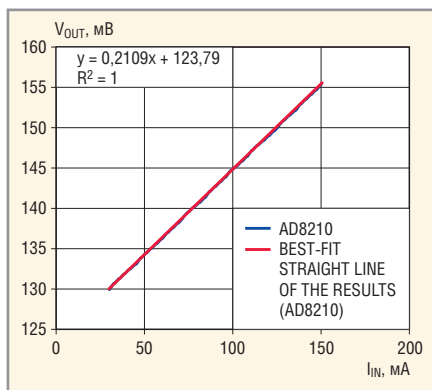


Рис. 5. Результаты испытаний при малых токах с AD8210 в схеме, показанной на рисунке 2б

ность составляет 0,21% после калибровки.

Рисунок 5 представляет график линейности выходного напряжения AD8210 как функцию малых значений входного тока, протекающего через R_{SHUNT} , измеренного при помощи схемы, показанной на рисунке 2. Номинал R_{SHUNT} составляет 10 мОм; $R_1 = 20$ кОм; $R_2 = 0,5$ кОм; сопротивление нагрузки равно 200 Ом. В качестве внешнего буфера опорного напряжения использован AD8603. Максимальная относительная погрешность равна 0,03%, а средняя погрешность составляет 0,01% после калибровки.

Рисунок 6 представляет график линейности выходного напряжения AD8217 в зависимости от малых значений входного тока, протекающего через R_{SHUNT} и измеренного при помощи схемы, показанной на рисунке 3б.

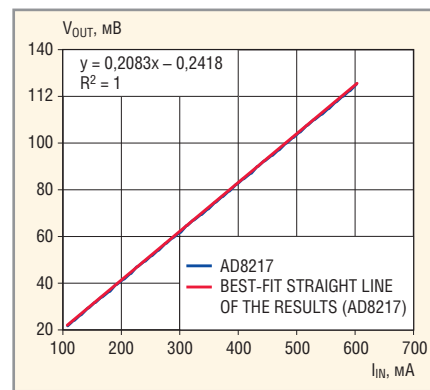


Рис. 6. Результаты испытаний при малых токах с AD8217 в схеме, показанной на рисунке 3б

Номинал резистора R_{SHUNT} составляет 10 мОм, а сопротивление нагрузки равно 50 Ом. Максимальная относительная погрешность составляет 0,088%, а средняя погрешность равна 0,025% после линейной коррекции.

Отметим, что все испытания были сосредоточены в нижней части диапазона и не покрывали весь диапазон от 50 мА до 20 А. Причина в том, что проблема линейности главным образом проявляется на участке диапазона с низким выходным напряжением (малом однополярном токе).

Также были выполнены температурные испытания каждой схемы при -40 , $+25$ и $+85$. Таблица 2 показывает максимальную относительную погрешность и среднюю погрешность, когда используется одинаковый поправочный коэффициент при $+25^\circ\text{C}$ для калибровки данных при -40 и $+85^\circ\text{C}$.

Если в системе имеется температурный датчик, различные поправочные коэффициенты могут быть использованы для калибровки данных при различных температурах, но при увеличении числа компонентов и себестоимости производства. Таблица 3 показывает максимальную относительную погрешность и среднюю погрешность, когда использованы различные поправочные коэффициенты при температуре -40°C , $+25^\circ\text{C}$ и $+85^\circ\text{C}$.

Температурные испытания (см. рисунки 7–9) демонстрируют высокую точность, доступную в широком диапазоне температур с устройствами, использующими технологию автоматической коррекции напряжения смещения, особенно в случае с AD8217.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты испытаний показывают, что все три схемных решения могут быть использованы для измерения то-

Таблица 2. Максимальная и средняя погрешность при различных температурах с использованием одинакового поправочного коэффициента

Температура, °C	Погрешность	Схемное решение		
		AD8628	AD8210	AD8217
-40	Максимальная погрешность, %	11,982	2,117	0,271
	Средняя погрешность, %	4,929	2,059	0,171
+25	Максимальная погрешность, %	1,806	0,075	0,103
	Средняя погрешность, %	0,228	0,039	0,022
+85	Максимальная погрешность, %	6,632	3,800	0,918
	Средняя погрешность, %	5,769	3,498	0,421

Таблица 3. Максимальная и средняя погрешность при различных температурах с использованием различных поправочных коэффициентов

Температура, °C	Погрешность	Схемное решение		
		AD8628	AD8210	AD8217
-40	Максимальная погрешность, %	1,981	0,022	0,114
	Средняя погрешность, %	0,303	0,009	0,023
+25	Максимальная погрешность, %	1,806	0,075	0,103
	Средняя погрешность, %	0,228	0,039	0,022
+85	Максимальная погрешность, %	1,844	0,038	0,075
	Средняя погрешность, %	0,241	0,013	0,020

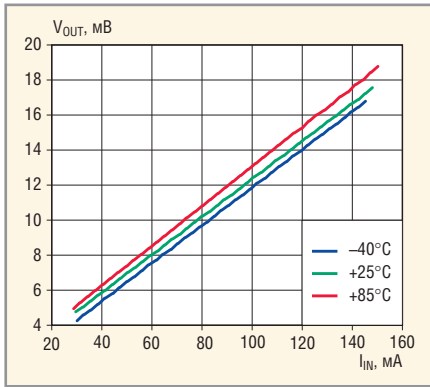


Рис. 7. Температурный эксперимент с использованием дискретного решения на базе AD8628

ка в широком диапазоне: Выходы являются линейными во всех трёх случаях, тогда как схемное решение с использованием AD8217 приводит к наименьшей погрешности без необходимости применения автономного источника питания. Характеристика дрейфа напряжения смещения ± 100 нВ/°C также делает его идеальным для наиболее точной работы во всём диапазоне температур от -40 до $+125$ °C. С перспективой разработки системы, однокристалльное решение может сэко-

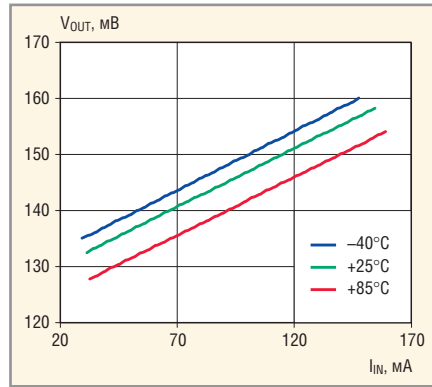


Рис. 8. Температурный эксперимент с использованием интегрированного решения на базе AD8210

номить площадь печатной платы, облегчить её разводку, уменьшить стоимость системы и повысить надёжность. Эти выводы применимы, в частности, к схемам измерения однонаправленного тока, где диапазон тока нагрузки является широким, а динамический диапазон – критичным.

На основе этих результатов испытаний, схема с использованием AD8217 является наиболее подходящим выбором для измерения и контроля однонаправленного тока в широком динамичес-

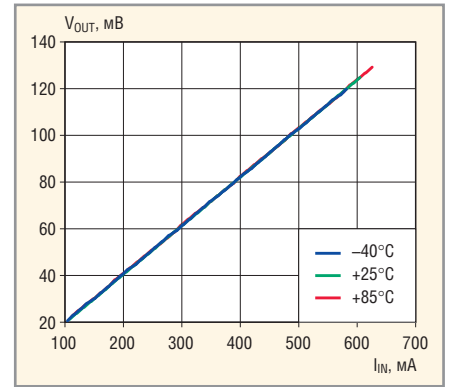


Рис. 9. Температурный эксперимент с использованием однокристалльного решения на базе AD8217

мом диапазоне. Мы также отмечаем, что схема на основе AD8210 допускает работу вплоть до нулевых входных напряжений, что может быть полезным для состояний короткого замыкания на землю. Отметим также, что схема с AD8210 способна к однокристалльному контролю биполярного протекания тока, как в приложениях заряда-разряда.

В практических разработках систем, требующих наилучших параметров, рекомендуются калибровка и измерение температуры. ©