

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫХ ЦАП С ШИМ ДЛЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРИЛОЖЕНИЙ

**ИГОРЬ КУРАЕВ**, инженер

*Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) является широко распространенным методом проектирования для представления напряжения в управляющей электронной схеме, поскольку контролировать точность синхронизации в интегральных схемах легче, чем точность напряжения. Интегрированные цифровые делители тактовой частоты генерируют точные доли задающих тактовых сигналов намного проще, чем типовой АЦП, отмеряющей доли из опорного напряжения. ШИМ-управление широко используется в преобразовании энергии, управлении яркостью светодиодов, двигателями и в телекоммуникациях.*

## ВВЕДЕНИЕ

ЦАП на основе ШИМ широко применяются в промышленных приложениях благодаря простоте, надежности и стоимости. Однако обеспечение высокого разрешения в относительно широкой полосе пропускания является особенно сложной задачей для классической реализации ЦАП с ШИМ, поскольку цифро-аналоговому преобразователю требуется очень высокая тактовая частота.

Мы рассмотрим методы преодоления классических ограничений ЦАП на основе ШИМ, способы снижения энергопотребления, разработку и тестирование высокопроизводительного каскада преобразователя ШИМ-сигнала в стандартный интерфейс токовой петли 4–20 мА, который широко используется во многих промышленных приложениях.

## АНАЛИЗ ШИМ-СИГНАЛА

На рисунке 1 показан типовой ШИМ-сигнал с периодом  $T_p$ , размахом амплитуды  $V_p$  и шириной импульса  $DT_p$ , где  $D$  представляет собой долю единицы.

Уравнения (1) и (2) определяют частоту ШИМ  $f_p$  и размах амплитуды  $V_p$ , соответственно.

$$f_p = \frac{1}{T_p}; \quad (1)$$

$$V_p = V_H - V_L; \quad (2)$$

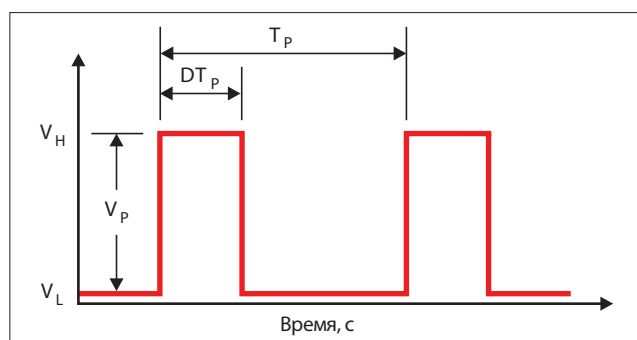


Рис. 1. Типовой ШИМ-сигнал

где  $V_H$  и  $V_L$  – высокое и низкое значения напряжения цифрового выходного каскада, соответственно.

Уравнение (3) представляет в установившемся режиме разложение ШИМ-сигнала в ряд Фурье:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2n\pi f_p t). \quad (3)$$

В уравнение (3) входят члены, соответствующие постоянному току, а также гармоники  $f_p$  [1]. Особый интерес представляют собой величины этих составляющих при постоянном токе и на гармониках частоты ШИМ (см. рис. 2).

Уравнения (4–5) определяют значения постоянного тока и гармонических составляющих в ШИМ-сигнале.

$$A_0 = D \cdot V_p. \quad (4)$$

$$A_n = \frac{V_p}{n\pi} \left\{ \sin(n\pi D) - \sin\left[2n\pi\left(1 - \frac{D}{2}\right)\right] \right\}. \quad (5)$$

Значение  $A_0$  при постоянном токе определяется как произведение размаха амплитуды ШИМ-сигнала на коэффициент заполнения  $D$  и представляет собой желаемый

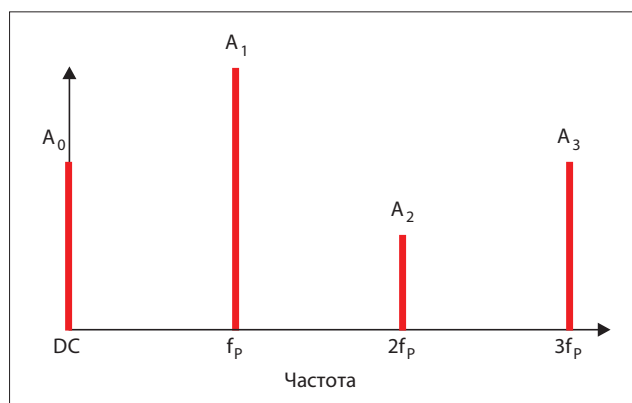


Рис. 2. Частотное представление коэффициентов ШИМ ряда Фурье

выходной сигнал ЦАП. Другие члены более высокого порядка приводят к ошибкам сверх желаемого результата; их значения зависят не только от  $D$ , но и от порядка гармоники  $n$ .

Как видно из уравнения (6), наихудшая ошибка возникает из-за гармоники 1-го порядка при  $D = 0,5$ :

$$A_1 = \frac{V_p}{\pi} \cdot (6)$$

Гармоники высокого порядка обычно подавляются фильтром нижних частот (ФНЧ) порядка  $m$  с частотой среза  $f_c$ . На рисунке 3 показан выходной сигнал этого фильтра нижних частот, представленный уравнением (7):

$$A'_1 = A_1 \left( \frac{f_c}{f_p} \right)^m \cdot (7)$$

Большинство микроконтроллеров (МК) генерирует сигналы ШИМ в соответствии с диаграммой, представленной на рисунке 4: счетчик, который осуществляет подсчет и сброс при достижении заданного предела, устанавливает период и частоту ШИМ. Еще один уровень, устанавливаемый регистром коэффициента заполнения, определяет момент, когда выходной ШИМ-сигнал переключается с высокого значения на низкое. В [2–3] описана соответствующая аппаратная схема, и даются рекомендации по ее применению. В [4] на примере 8-бит ЦАП с ШИМ, использующим микроконтроллеры MSP430 с малым объемом памяти, поясняется, как это оборудование применяется для генерации ШИМ-сигналов.

Для такого генератора ШИМ-сигналов уравнение (8) представляет  $f_p$  следующим образом:

$$f_p = \frac{f_{CLK}}{2^N} \cdot (8)$$

где  $f_{CLK}$  – тактовая частота микроконтроллера, а  $N$  – глубина счетчика в битах. Из рисунка 4 видно, что имеется минимальное значение коэффициента заполнения, которое можно получить в соответствии с уравнением (9):

$$DR_{min} = \frac{1}{2^N} \cdot (9)$$

Уравнение (9) устанавливает минимально возможное приращение (или разрешение) для выходного сигнала ЦАП. Однако погрешность выходного сигнала превышает разрешение из-за гармонических составляющих, оставшихся после фильтрации. Пульсации на выходе фильтра в виде шума уменьшают эффективное количество битов (ЕНОВ) ЦАП.

Уравнение (10) описывает неопределенность (TU) как сумму минимального разрешения и пульсаций:

$$TU = D_{min} \cdot V_p + \frac{V_p}{\pi} \left( \frac{f_c}{f_p} \right)^m \cdot (10)$$

Подставив  $D_{min}$  из уравнения (9) в (10), получим (11):

$$TU = \frac{V_p}{2^N} + \frac{V_p}{\pi} \left( \frac{2^N \cdot f_c}{f_{CLK}} \right)^m \cdot (11)$$

Уравнение (12) определяет относительную полосу пропускания фильтра (BW):

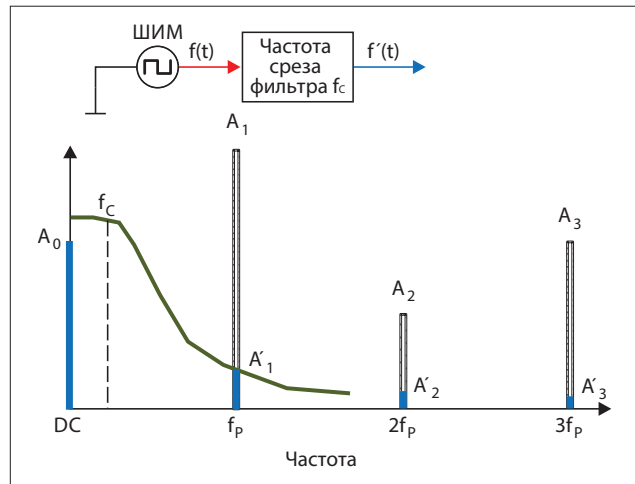


Рис. 3. Коэффициенты Фурье выходного сигнала ШИМ-фильтра

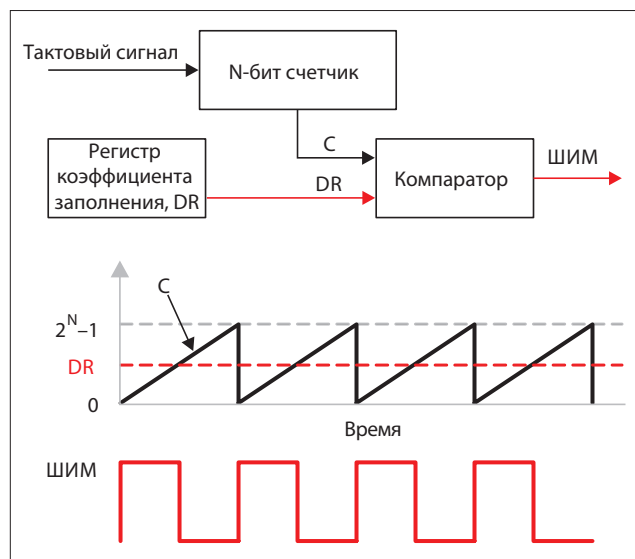


Рис. 4. Сигналы микроконтроллерного ШИМ-генератора

$$BW = \frac{f_c}{f_{CLK}} \cdot (12)$$

Уравнение (13) представляет неопределенность как функцию относительной ширины полосы фильтра и нормализует ее путем деления на величину размаха:

$$TU_{NORM} = \frac{1}{2^N} + \frac{1}{\pi} (2^N \cdot BW)^m \cdot (13)$$

Уравнение (13) позволяет представить ЕНОВ как функцию относительной ширины полосы с помощью уравнения (14):

$$ENOB = \frac{-\lg(TU_{NORM})}{\lg 2} \cdot (14)$$

Эта функция с разными значениями для  $N$  и  $m$ , как видно из рисунка 5, обнаруживает интересный факт: архитектура ШИМ имеет внутреннее ограничение, позволяющее достичь высокого разрешения при разумной полосе пропускания. Например, если  $N = 12$  бит и  $f_{CLK} = 16$  МГц, можно получить только 12-бит ЕНОВ (с  $f_{PWM} = 4$  кГц) с помощью фильтра 3-го порядка в полосе пропускания до  $10^{-5} \cdot 16$  МГц = 160 Гц. Это теоретический предел, который не учитывает ошибки из-за схемной реализации фильтра.

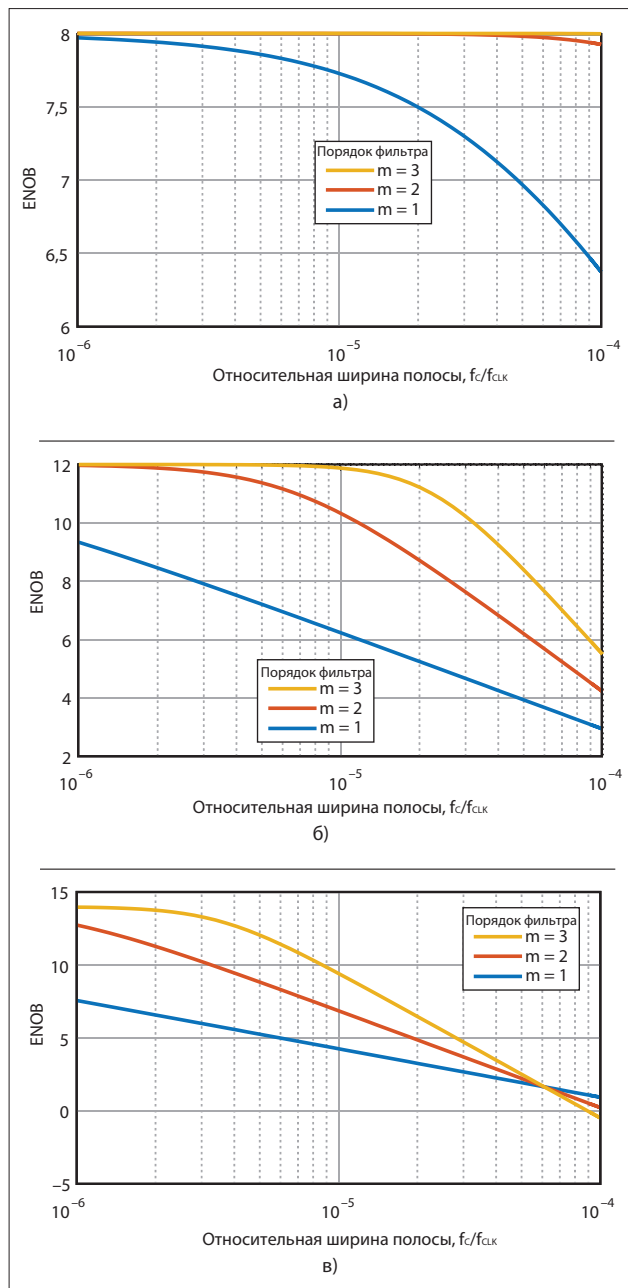


Рис. 5. Зависимость ENOB от относительной ширины полосы для разных значений  $N$  и  $m$ : а)  $N = 8$  бит; б) 12 бит; в) 14 бит

### ДВУХКАНАЛЬНЫЙ МЕТОД ШИМ

Чтобы преодолеть свойственное ограничение и обеспечить преобразование с высоким разрешением на основе ШИМ, было предложено добавить псевдослучайный сигнал (дизеринг) и стохастическую модуляцию ШИМ [5], но ни то, ни другое легко не реализуется в стандартном МК. В другом методе применяется схема выборки и хранения, что усложняет аналоговый тракт и увеличивает количество ошибок [6].

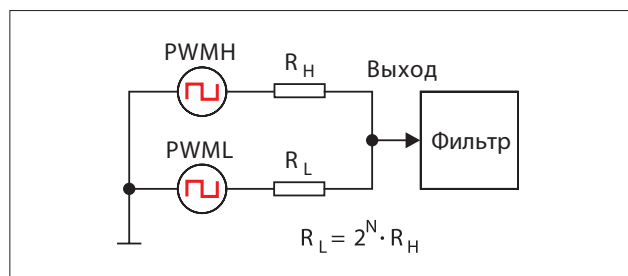


Рис. 6. Упрощенная схема метода двухканальной ШИМ

Метод двухканальной ШИМ довольно прост и дает отличные результаты [7]. Рисунок 6 в упрощенном виде иллюстрирует использование этого метода. Выходной сигнал PWMH представляет  $N$  старших значащих битов (MSB), а PWML –  $N$  младших значащих битов (LSB). Масштабирующие резисторы ( $R_H$  и  $R_L$ ) ослабляют PWML для генерации выходного сигнала небольшими приращениями.  $R_H$  и  $R_L$  образуют делитель напряжения, а для расчета фактического выходного сигнала можно использовать метод суперпозиции.

В частотной области каждый выходной ШИМ-сигнал обрабатывается отдельно. Уравнения (15–16) выражают составляющие постоянного тока сигналов и высокого, и низкого уровней, соответственно.

$$A_{H0} = D_H \cdot \left( \frac{2^{N_H} - 1}{2^{N_H}} \right) \cdot V_P; \quad (15)$$

$$A_{L0} = D_L \cdot \frac{V_P}{2^{N_L}}; \quad (16)$$

где нижние индексы  $H$  и  $L$  относятся к PWMH и PWML, соответственно. Предполагая, что и PWMH, и PWML работают на одной и той же частоте, имеют одинаковую амплитуду размаха и одинаковое разрешение, а  $N = N_L = N_H$ , выходной сигнал можно определить путем суммирования уравнений (15–16), которое дает уравнение (17):

$$OUT = A_{H0} + A_{L0} = \left( D_H \cdot \frac{2^{N_H} - 1}{2^{N_H}} + D_L \cdot \frac{1}{2^{N_L}} \right) \cdot V_P. \quad (17)$$

Уравнение (18) позволяет найти общую неопределенность таким же образом:

$$TU_{NORM} = \frac{1}{2^{2N}} + \frac{1}{\pi} (2^N \cdot BW)^m. \quad (18)$$

Действенность двухканального метода становится более очевидной, если взглянуть на эквивалентную диаграмму ENOB в зависимости от относительной полосы пропускания на рисунке 7. Разрешение 16 бит почти во всей 1-кГц полосе пропускания (при тактовой частоте 16 МГц) достигается с помощью второго 8-бит выходного ШИМ-сигнала и двух прецизионных резисторов.

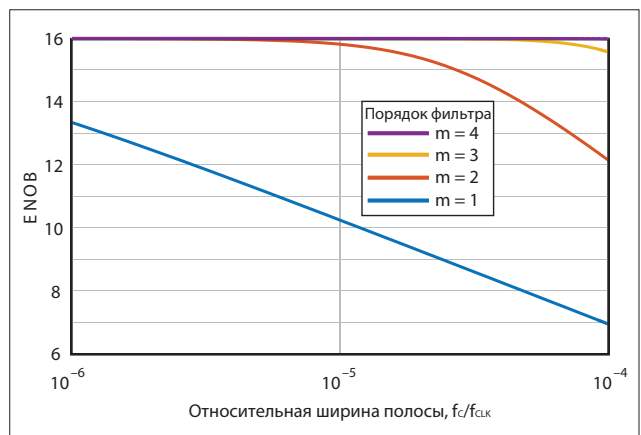


Рис. 7. Зависимость ENOB от относительной ширины полосы для разных значений  $m$  с использованием метода двухканальной ШИМ

### АКТИВНОЕ ПОДАВЛЕНИЕ ПУЛЬСАЦИЙ

Хотя метод двухканальной ШИМ обеспечивает более высокое разрешение, пульсация в наихудшем случае по-прежнему определяется старшими битами. В преобра-

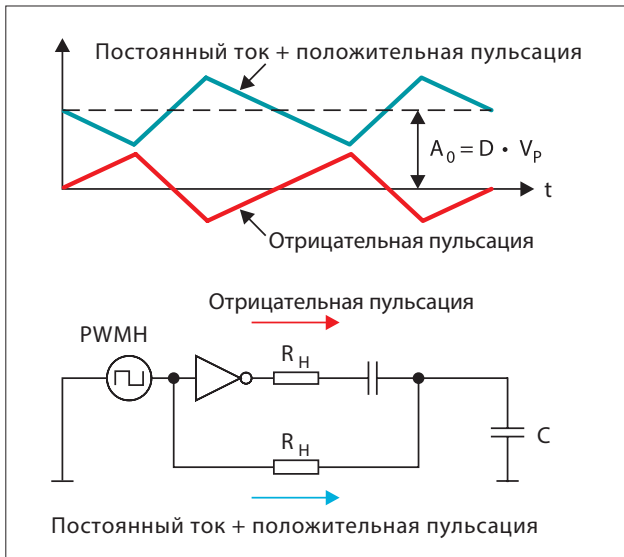


Рис. 8. Способ активного подавления пульсаций

зователях звука с ШИМ для уменьшения пульсации применяется метод ее активного подавления. Для исключения постоянного тока инвертированный ШИМ-сигнал пропускается через полосовой фильтр. Суммирование этого инвертированного сигнала с основным сигналом подавляет нежелательные гармоники высокого порядка. На рисунке 8 эта концепция иллюстрируется с использованием одного канала с фильтром 1-го порядка.

Эффект активного подавления пульсаций можно объяснить в частотной области как суммирование компонентов ряда Фурье (см. рис. 3) с эквивалентными составляющими, но со сдвигом фазы на  $180^\circ$ . Моделирование показало, что подавление пульсаций составило  $-20$  дБ, что эквивалентно дополнительному полюсу фильтра.

### БУФЕРИЗАЦИЯ ШИМ-СИГНАЛОВ

Поскольку размах ШИМ-сигнала непосредственно влияет на разрешение согласно уравнению (4), желательно, чтобы это значение было как можно более стабильным. Это значение зависит от отклонения напряжения питания от требуемого значения и точности обеспечения высокого и низкого напряжений драйвера. Входы и выходы МК общего назначе-

ния не обеспечивают высокую точность и стабильность этих параметров.

Чтобы решить эту задачу, выходной ШИМ-сигнал микроконтроллера буферизуется с помощью высокоскоростных логических вентилях с малым энергопотреблением, которые также могут потребоваться для инвертирования сигналов при активном подавлении пульсаций. Использование источника стабильного опорного напряжения (ИОН) для логических вентилях обеспечивает очень точную и стабильную генерацию сигнала.

### ПРИНЦИПАЛЬНАЯ СХЕМА

Схема на рисунке 9 представляет собой пример реализации описанных концепций. В ней применяются двуканальные ШИМ-сигналы, буферизованные с помощью ИОН в качестве источника питания, а подавление пульсаций осуществляется с использованием инвертированных сигналов. Каскад с RC-фильтром 1-го порядка обеспечивает подавление ШИМ-пульсаций величиной  $40$  дБ на декаду. Далее установлен активный фильтр Салена-Ки 2-го порядка, чтобы добавить еще два полюса. Таким образом, суммарный эффективный фильтр имеет 4-й порядок.

3-В ИОН REF3330 с малым дрейфом используется для питания активных компонентов. Выходное напряжение фильтра  $V_2$  подается на вход токового преобразователя в диапазоне  $4\text{--}20$  мА; петлевой ток создается в соответствии с уравнением (19).

Поскольку  $V_2$  находится в диапазоне  $0\text{--}3$  В, диапазон петлевого тока составляет  $0\text{--}24$  мА. Подробнее о передатчике токовой петли и его расчете см. [8]. Передатчик питается от высоковольтного стабилизатора с малым падением напряжения (LDO) TPS7A16-Q1 с диапазоном входного напряжения  $3\text{--}60$  В. LDO-стабилизатор генерирует  $4,5$  В промежуточного напряжения для питания ИОН REF3330.

### ЗАЩИТА

33-В двунаправленный диод D1 TVS3300 используется для подавления бросков напряжения в переходных процессах на входе контура, а диоды Шоттки D2 и D3 защищают от неправильного подключения входа, которое может повредить высоковольтный LDO-стабилизатор. В случае высокой емкостной нагрузки на силовые устройства пусковой ток большой амплитуды, поступающий на локальное заземление до токоизмерительного резистора R20, может превысить предел мощности

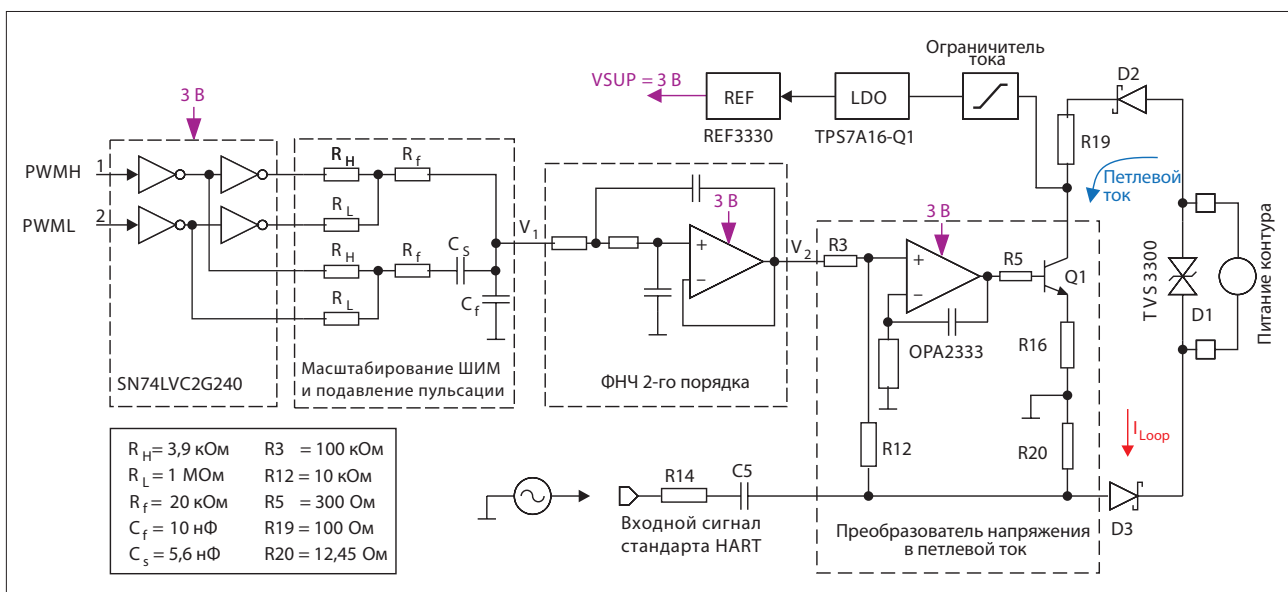


Рис. 9. Преобразование двуканальных ШИМ-сигналов с высоким разрешением в петлевой ток  $4\text{--}20$  мА

этого резистора. Ограничитель тока [9], установленный перед LDO-стабилизатором, снижает пусковой ток.

### МЕТОДЫ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ НИЗКОГО ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ

Для обеспечения низкой мощности рассматриваемой схемы, в частности тока величиной 100 мкА для всего преобразователя, потребовалось применить несколько методов. Первый заключается в использовании устройств с малым током покоя, в т. ч. LDO-стабилизатора, источника опорного напряжения и логического буфера, а также операционного усилителя (в данном случае – OPA2333). Рекомендуется, чтобы  $R_{TH}$  равнялось 3,9 кОм, а сопротивление RC-фильтра 1-го порядка – 20 кОм, поскольку значения сопротивления, особенно  $R_{TH}$ , играют важную роль в динамической мощности буфера. Оставшаяся мощность потребляется в R3, R12, а затем в ключе Q1 преобразователя тока. При максимальном выходном напряжении и R3 равном 100 кОм потребляемый ток составляет 25 мкА, а база транзистора Q1 в наихудшем случае потребляет 20 мА/β (Q1). Типичному биполярному транзистору (BJT), у которого β = 100, ток базы составляет 200 мкА, требуется намного более высокое усиление. Пара транзисторов с β = 104 уменьшает максимальный ток в базе Q1 до 2 мкА.

На рисунке 10 представлена топология печатной платы схемы на рисунке 9. Площадь участка с преобразованием ШИМ-сигнала в напряжение составляет 15×7 мм<sup>2</sup>. Защитные устройства имеют размер 8×5 мм, а силовой каскад – 13×3 мм. Хотя площадь схемы достаточно мала, ее можно еще уменьшить за счет использования меньших корпусов большинства устройств.

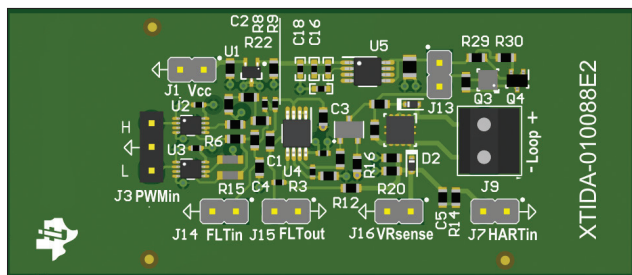


Рис. 10. Топология печатной платы со схемой на рисунке 9

### ИСПЫТАТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА

На рисунке 11 показана схема установки для тестирования печатной платы. Генератор аналоговых сигналов (AWG) с плавающей землей создает два ШИМ-сигнала. Источник питания обеспечивает питание контура. Его ток измеряется 6,5-разрядным мультиметром. Прецизионный нагрузочный резистор  $R_{Burden}$  преобразует ток в напряжение, а 24-бит АЦП захватывает токовый шум, который не учитывается мультиметром из-за усреднения. Дифференциальный пробник, установленный в узле печатной платы J15 (см.  $V_2$  на рисунке 9), измеряет время установления.

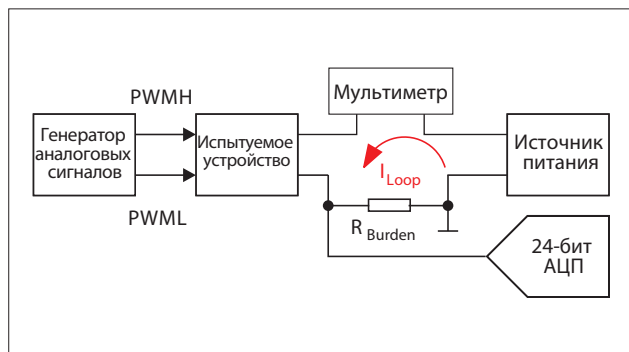


Рис. 11. Структурная схема испытательной установки

Таблица. Параметры схемы, измеренные с помощью испытательной установки

Параметр	Значение
Напряжение питания контура	9,5–32 В
Диапазон тока контура	40 мкА...24,075 мА
Разрешение	16 бит
Потребление тока (макс.)	102 мкА
Диапазон температуры	–40...125°C
Полоса пропускания	600 Гц
Время установления	3 мс при ступени в диапазоне 4–20 мА
Погрешность смещения	–6,66...5,02 мкА
Дрейф погрешности смещения (макс.)	5,84 ppm (пик–пик)/°C
Погрешность усиления	–0,18...0,08% (пик–пик)
Усиление входного сигнала HART	1,1 мА/В при 1,2 кГц, 1 В (пик–пик)
	1,3 мА/В при 2,2 кГц, 1 В (пик–пик)

### РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕСТА

В таблице приведены результаты тестирования схемы. Подробнее о результатах измерений см. [10].

### ВЫВОДЫ

Исследование причин ограничения классического метода ЦАП на основе ШИМ путем математического анализа показало, что схема с ИОН и активным подавлением пульсаций, в которой ШИМ-сигнал преобразуется в ток в диапазоне 4–20 мА, позволяет уменьшить размах амплитуды шума почти до 0,1%. Использование масштабируемого двухканального метода обеспечивает разрешение в 16 бит в полосе пропускания 600 Гц.

Максимальный потребляемый ток усилителей малой мощности, стабилизаторов с малым током покоя и пары выходных транзисторов не превышает 102 мкА в диапазоне рабочей температуры. Температурный дрейф усилителей очень мал, благодаря чему погрешность смещения невелика и обеспечивается стабильная работа во всем промышленном диапазоне температуры. ◀

### ЛИТЕРАТУРА

1. David Alter. Using PWM Output as a Digital-to-Analog Converter on a TMS320F280x Digital Signal Controller. Texas Instruments (TI) Application Report (SPRA88A). September. 2008.
2. «Timer\_A» chapter excerpt (SLAU400F) from the MSP430 User's Guide. TI. March. 2008.
3. MSP430x5xx and MSP430x6xx Family User's Guide. TI (SLAU208Q). March. 2018.
4. Dual-Output 8-Bit PWM DAC Using Low-Memory MSP430 MCUs. TI TechNotes (SLAA804). October. 2017.
5. Dennis Seguire. Enhanced PWM Implementation Adds High-Performance DAC to MCU. Electronic Design. September 4. 2015.
6. Stephen Woodward. Fast-settling synchronous-PWMDAC filter has almost no ripple. EDN. May 1. 2008.
7. Stephen Woodward. Combine two 8-bit outputs to make one 16-bit DAC. EDN. September 30. 2004.
8. Highly Accurate, Loop-Powered, 4-mA to 20-mA Field Transmitter with HART Modem Reference Design. TI Designs (TIDA-01504). December. 2017.
9. Isolated, Ultra-Low Power Design for 4-to 20-mA Loop-Powered Transmitters Reference Design. TI Designs (TIDU414). September. 2014.
10. Tess Chen and Ahmed Noeman. High-Performance 16-bit PWM to 4-to 20-mA DAC for Field Transmitters. TI Application Note (SBOA379). March. 2020.