

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ТРАКТА С СИГНАЛАМИ МИКРОВОЛЬТОВОГО УРОВНЯ

АЛЕКСЕЙ ЧИСТЯКОВ, инженер

В статье кратко рассматриваются некоторые особенности построения измерительного тракта с сигналами микровольтового уровня. Основное внимание уделяется выбору источника опорного напряжения и LDO-стабилизаторам.

При построении измерительного тракта для обработки сигналов микровольтового уровня для обеспечения минимально возможного шума приходится считаться со всеми источниками шумов (см. рис. 1). На нем приведена зависимость числа значащих разрядов АЦП (ENOB) и соотношения сигнал/шум (SNR) в зависимости от уровня шума. График построен из предположения, что используется 25-бит АЦП с динамическим диапазоном 152 дБ, а величина опорного напряжения $V_{REF} = 5$ В. Как видно из графика, чтобы разрешение составляло 25 бит, уровень шума не должен превышать 0,2437 мкВ (СКЗ).

Ахиллесовой пятой измерительных трактов, в которых используются АЦП с числом разрядов 24 и выше, часто является источник опорного напряжения (ИОН). Уровень шума даже лучших ИОН, предлагаемых в настоящее время на рынке, слишком велик, чтобы отвечать упомянутым требованиям. По этой причине приходится прибегать к дополнительным мерам по снижению уровня шума.

Самым простым и эффективным методом является использование пассивного RC-фильтра нижних частот. Частота среза такого фильтра выражается простым соотношением:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1)$$

На рисунке 2 показана реализация этого фильтра: в качестве резистора используется эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора ESR. ИОН на рисунке 2 состоит из источника первичного

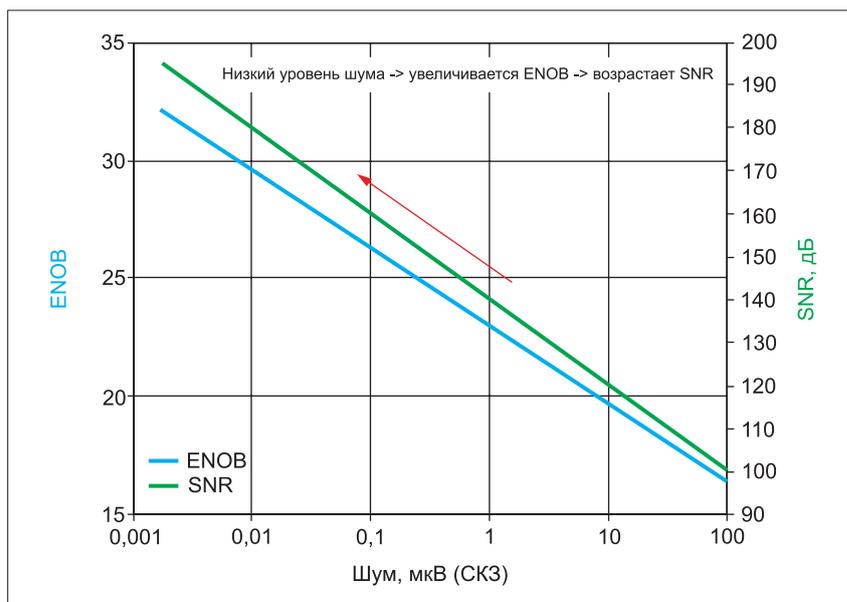


Рис. 1. Зависимость числа значащих разрядов АЦП (ENOB) и соотношения сигнал/шум (SNR) от уровня шума

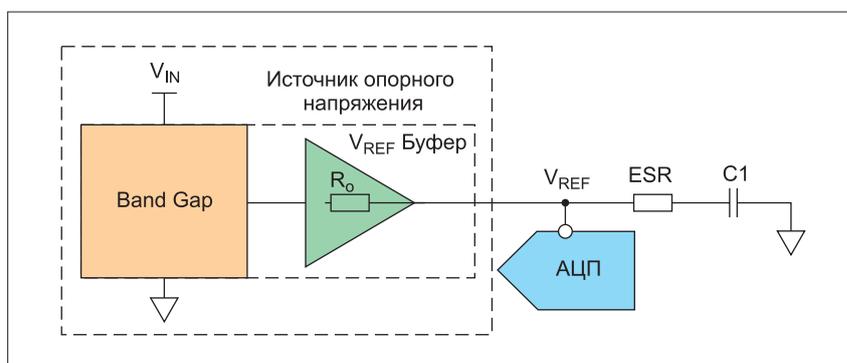


Рис. 2. RC-фильтр нижних частот на входе источника опорного напряжения АЦП

опорного напряжения band gap, которое формируется на основе ширины запрещенной зоны полупроводника и выходного буфера.

Конденсатор фильтра также необходим для запасаения энергии, поскольку АЦП потребляет от ИОН импульсный ток. Учитывая, что буфер ИОН имеет хотя

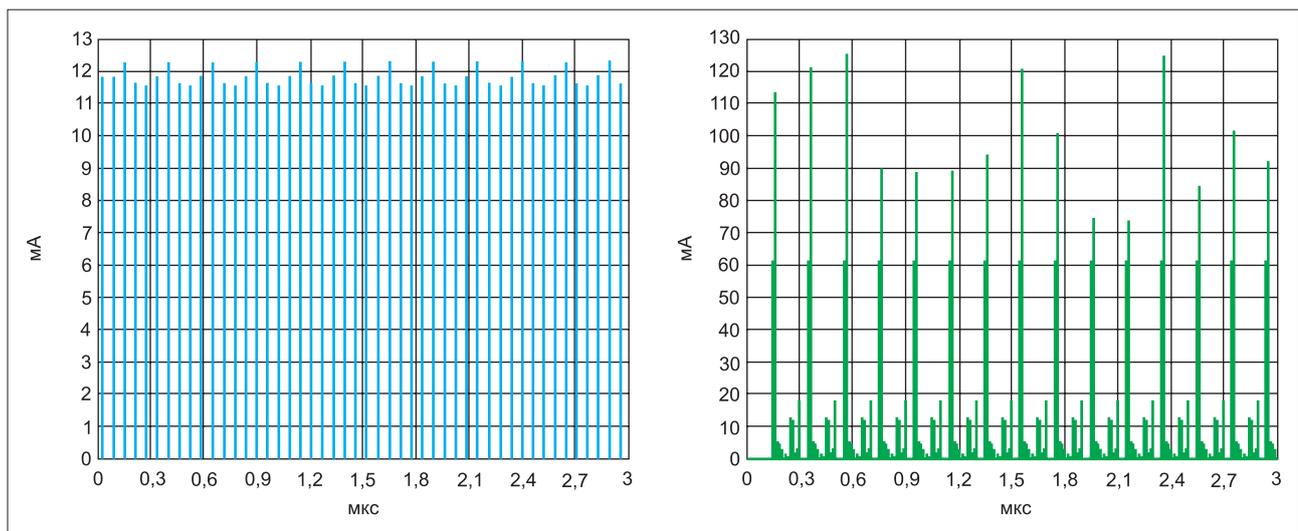


Рис. 3. а) ток потребления по входу источника опорного напряжения сигма-дельта АЦП; б) АЦП последовательного приближения

и малое, но не равное нулю выходное сопротивление, импульсный ток создаст падение напряжения на этом сопротивлении, что приведет к уменьшению опорного напряжения и ошибки измерения. В качестве примера на рисунке 3 показан ток потребления по входу опорного напряжения сигма-дельта АЦП AD7177-2 (см. рис. 3а) и АЦП последовательного приближения AD7980 (см. рис. 3б).

Таким образом, выбор конденсатора фильтра из (1) определяется не только требуемой частотой среза, но и током потребления АЦП по входу опорного напряжения. В некоторых случаях при использовании АЦП последовательного приближения потребление по входу опорного напряжения настолько велико, что устанавливается конденсатор емкостью не менее 10 мкФ. Однако он может уменьшить запас по фазе выходного буфера ИОН, что в конечном итоге приведет к увеличению шума выходного буфера, т.к. его рабочая точка на амплитудно-частотной характеристике сместится в сторону частоты среза, где может наблюдаться пик АЧХ.

Следовательно, при выборе ИОН необходимо обращать внимание на величину допустимой выходной емкости для него. Этот параметр изготовитель обязательно указывает в документации. Некоторые ИОН разработаны специально для большой емкостной нагрузки.

Возможным решением проблемы является введение дополнительного пассивного RC-фильтра и, следовательно, дополнительного буфера, который «отрезает» ИОН от АЦП. Такая схема показана на рисунке 4. Дополнительный буфер должен иметь минимально возможный собственный шум и минимальное выходное сопротивление, чтобы уменьшилась полоса пропускания шума; при этом шум

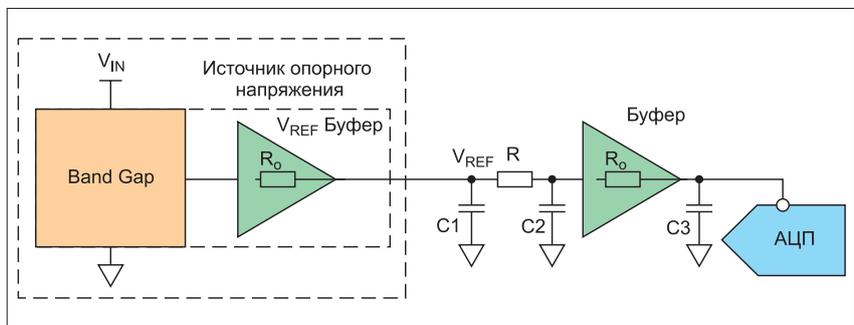


Рис. 4. Схема фильтрации шумов с помощью дополнительного RC-фильтра и буфера

подавляется именно в той полосе, где на АЧХ ИОН наблюдается пик. В некоторые ИОН уже встроен буфер и резистор фильтра, и потому остается добавить лишь внешний конденсатор.

Напомним формулу, связывающую число разрядов АЦП и максимально допустимый уровень шума:

$$SNR = 6,02N + 1,76 \text{ дБ. (2)}$$

В таблице приведены результаты расчета максимально допустимого

шума, вычисленного по формуле (2) при условии, что полная шкала АЦП составляет 5 В. Как известно, чем уже полоса пропускания, тем меньше уровень шума. Чтобы уменьшить полосу пропускания при использовании простого пассивного RC-фильтра нижних частот с крутизной спада 20 дБ/дек, потребовалось бы, в частности, значительно увеличить сопротивление фильтра, что является неприемлемым из-за собственного теплового шума резистора.

Таблица. Величина максимально допустимого шума в зависимости от числа эффективных разрядов

ENOB	SNR, дБ	Максимально допустимый шум, мкВ (СКЗ)
20	122,16	7,798
21	1258,18	3,899
22	134,2	1,95
23	140,22	0,975
24	146,24	0,488
25	152,26	0,244
26	158,28	0,122
27	164,3	0,061
28	170,32	0,0305
29	176,34	0,0152
30	182,36	0,0076
31	188,38	0,0038
32	194,4	0,00191

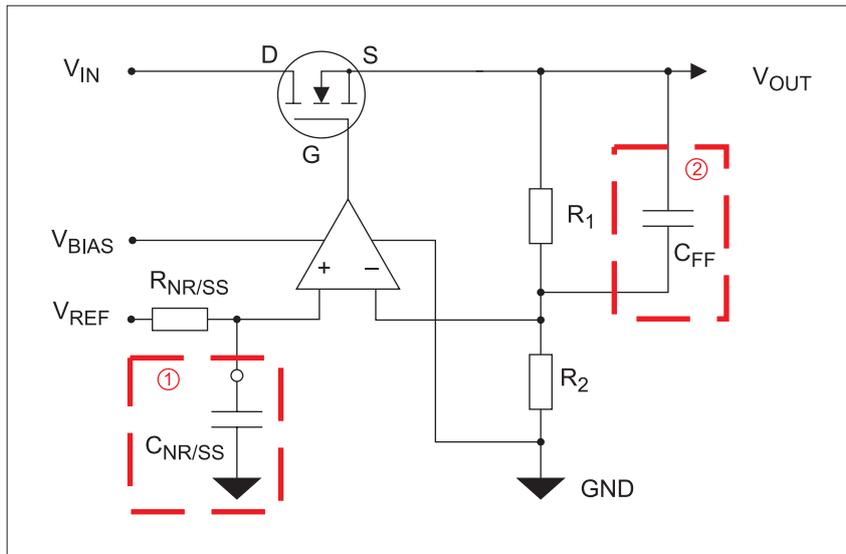


Рис. 5. Способы уменьшения выходного напряжения LDO-стабилизатора

Применение активного фильтра 2-го порядка со спадом 40 дБ/дек позволит существенно сократить полосу пропускания шума, а два таких включенных последовательно фильтра позволят довести спад до 80 дБ/дек, что решит

все проблемы. Однако у этой медали, как и положено, есть обратная сторона. Если в системе используется импульсный преобразователь или имеется цифровая схема, не избежать высокочастотного шума на шине пита-

ния. Этот шум неизбежно «пролезет» на выход усилителей фильтра и сведет на нет все преимущества активного фильтра.

Следовательно, для питания измерительного тракта используются линейные LDO-стабилизаторы, а для подавления собственного шума и пульсаций входного напряжения – описанные выше пассивные RC-фильтры. В самом общем виде решение показано на рисунке 5. В этой схеме внешний конденсатор $C_{NR/SS}$ и встроенный резистор $R_{NR/SS}$ LDO-стабилизатора образуют пассивный RC-фильтр, уменьшающий шумы внутреннего источника первичного напряжения band gap.

Следует обратить внимание на подключение конденсатора C_{FF} и резисторов R_1 , R_2 делителя напряжения, формирующего обратную связь. Конденсатор включен не параллельно R_2 для фильтрации напряжения обратной связи, а параллельно R_1 для формирования опережающей обратной связи. Конденсатор шунтирует резистор R_1 при возникновении пульсаций выходного напряжения. На входе уси-

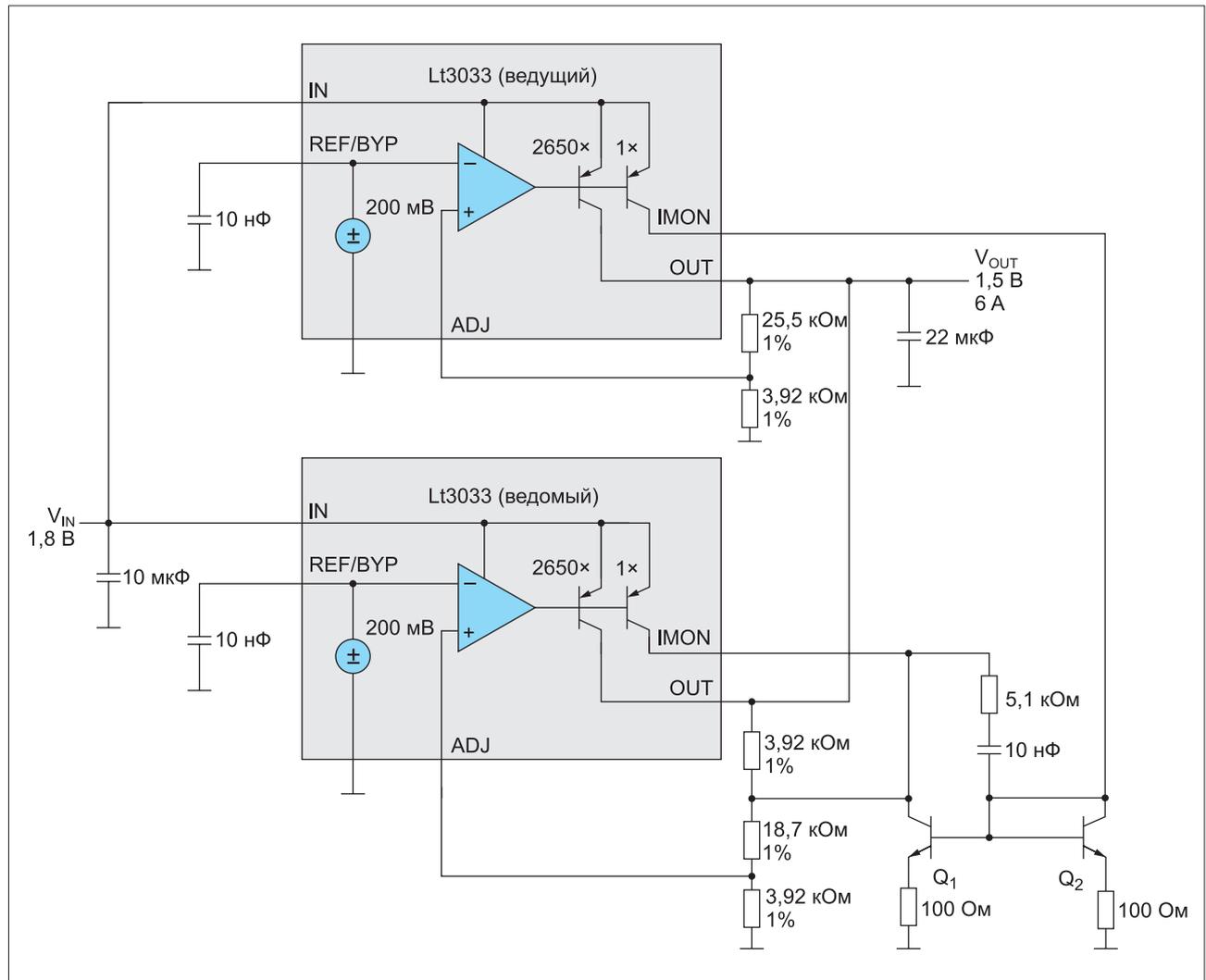


Рис. 6. Схема параллельного включения LDO-стабилизаторов LT3033

лителя ошибки эта пульсация суммируется с постоянной составляющей входного напряжения, и пульсация подавляется.

Описанное решение предложено компанией Texas Instruments. Оно достаточно эффективно, но, к сожалению, в LDO-стабилизаторах производства других компаний не всегда реализуемо. Не во всех LDO-стабилизаторах имеется встроенный резистор $R_{NR/SS}$ и вход для подключения внешнего конденсатора $C_{NR/SS}$. Однако в любом случае для уменьшения шумов напряжения питания необходимо выбрать LDO-стабилизатор с низким уровнем шума.

Подобные стабилизаторы выпускают все производители LDO-стабилизаторов. Однако безусловными лидерами в этом сегменте рынка являются две компании: Analog Devices и Texas Instruments – спектральная плотность шума только их LDO-стабилизаторов на частоте 10 Гц не превышает 0,2 мкВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$. Именно на их продукцию мы советуем обратить внимание при выборе стабилизаторов с очень малым уровнем шума. Этим же компаниям удалось также в максимальной мере ослабить пульсации питания PSRR на частотах выше 10 кГц, что очень важно, если в при-

ложении используются AC/DC- или DC/DC-преобразователи для питания других функциональных модулей.

Если были выполнены все упомянутые условия, но добиться приемлемого уровня шума не удалось, возможно, придется отказаться от использования DC/DC-преобразователей, питающих остальные узлы системы, и перейти на использование LDO-стабилизаторов. В таком случае шумы этих стабилизаторов не являются определяющими – гораздо важнее снизить потери. С этой целью используются LDO с минимально допустимым падением напряжения.

Если габариты системы невелики и не позволяют использовать дополнительные радиаторы, то во избежание локального перегрева стабилизатора их приходится недоиспользовать по току. При этом может возникнуть необходимость в двух стабилизаторах. В таком случае лучше всего разделить схему на функциональные узлы и запитывать каждый из них от своего стабилизатора. К сожалению, подобное решение не всегда возможно, и потому приходится включить параллельно два LDO; при этом могут возникнуть определенные сложности с выравниванием их токов.

Производители обычно пишут о возможности параллельной работы стабилизаторов, но не всегда представляют практические схемы параллельного включения. Немного восполним этот пробел и приведем изящное решение, предлагаемое компанией Analog Devices. Схема параллельного включения LDO-стабилизатора LT3033 приведена на рисунке 6.

Для симметрирования токов используются выходы I_{MON} стабилизаторов, которые являются коллектором транзистора внутреннего токового зеркала стабилизатора – через них протекает ток равный 1/256 выходного тока. К этим выходам подключено внешнее токовое зеркало, составленное из n-p-n-транзисторов Q_1 и Q_2 . Верхний стабилизатор (см. рис. 6) является ведущим, нижний – ведомым, резисторный делитель выбран для установки выходного напряжения 1,35 В, тогда как на ведущем стабилизаторе эта величина составляет 1,5 В. Такое рассогласование предусмотрено для того, чтобы был запас по регулированию с помощью внешнего токового зеркала. Чем лучше согласование транзисторов внешнего токового зеркала, тем точнее распределение тока между ведущим и ведомым стабилизатором. □