

ПРИМЕНЕНИЕ LDO-РЕГУЛЯТОРОВ И ИСТОЧНИКОВ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

НИКОЛАЙ ГОЛОВЕНКО, инженер-разработчик

В статье кратко рассмотрены некоторые аспекты применения LDO-регуляторов и источников опорного напряжения. Изложенные сведения, по сути, являются небольшим справочным материалом, который может понадобиться разработчику при проектировании системы питания аналогового тракта.

При разработке аналогового тракта, особенно если входной сигнал находится в микровольтовом диапазоне или используется АЦП с разрядностью 12 бит и более, построение схемы питания не выглядит тривиальной задачей. Задача в еще большей мере усложнится в случае, когда потребуется источник опорного напряжения (ИОН).

Несмотря на то, что в настоящее время имеется большой выбор малошумящих DC/DC-преобразователей (Silent Switcher), пока не удалось создать DC/DC-преобразователь, шумы и пульсации выходного напряжения которого соответствовали бы требованиям для питания чувствительных к помехам аналоговых трактов. По этой причине линейный LDO-регулятор остается безальтернативным решением в случае, когда величина шумов и пульсация напряжения должна быть ограничена весьма малой величиной.

На рисунке 1 показан выходной каскад линейного регулятора с *p*-канальным проходным транзистором, а на рисунке 2 – выходной каскад линейный регулятор с *n*-канальным проходным транзистором. Обратная связь, поступает с резисторного делителя R_1 , R_2 на вход усилителя ошибки, на другой вход которого поступает сигнал опорного напряжения REF с выхода встроенного ИОН. Входное напряжение V_{IN} должно удовлетворять условию:

$$V_{IN} \geq V_{OUT} + V_{DO}, \quad (1)$$

где V_{DO} – минимально допустимое падение напряжения на проходном транзисторе.

Если соотношение (1) не выполняется, регулятор не может удерживать выходное напряжение в заданных пределах, и возрастает погрешность регулирования выходного напряжения. У современных LDO-регуляторов с меньшим сопротивлением открытого канала проходного транзистора величина V_{DO} не превышает 120–150 мВ.

Для управления *p*-канальным проходным транзистором (см. рис. 1) напряжение затвора должно быть меньше напряжения истока, т. е. $V_{GS} \leq 0$. При этом входное напряжение является и напряжением истока, т. е. напряжение затвора никогда не превысит напряжение истока, и всегда выполняются соотношение $V_{GS} \leq 0$. Следовательно, использование *p*-канального транзистора обеспечивает наиболее простую топологию LDO-регулятора. Однако в *p*-канальном транзисторе не удастся добиться столь же малого значения сопротивления открытого канала $R_{DS(ON)}$, как в *n*-канальном проходном транзисторе.

Однако и у топологии с *n*-канальным проходным транзистором имеются свои недостатки. Для управления этим

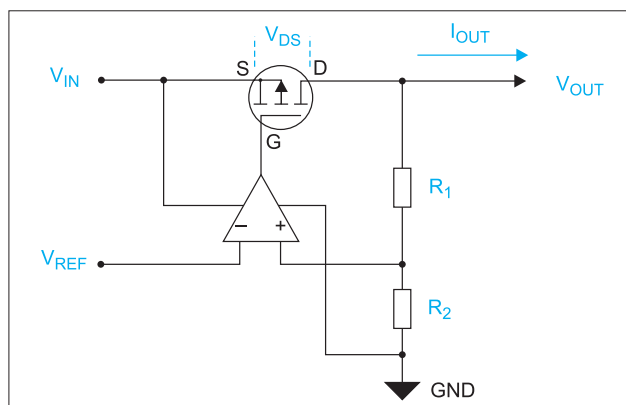


Рис. 1. Линейный регулятор с *p*-канальным проходным транзистором

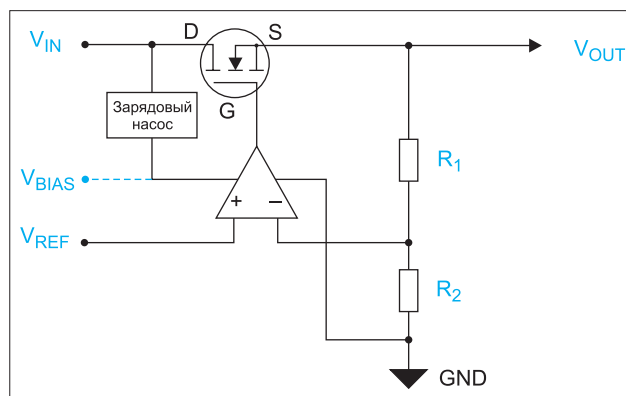


Рис. 2. Линейный регулятор с *n*-канальным проходным транзистором

транзистором требуется, чтобы напряжение затвора превышало напряжение истока $V_{GS} \geq 0$; при этом напряжение истока совпадает уже с выходным напряжением LDO-регулятора. Максимальное напряжение затвор–исток определяется из соотношения (2):

$$V_{GSmax} = V_{IN} - V_{OUT} \quad (2)$$

Для нормальной работы в линейном режиме напряжение должно быть не менее 2 В, а это исключает работу в режиме LDO, при котором соотношение (2) может принимать значения вплоть до 120–150 мВ. Проблему решает зарядовый насос (см. рис. 2), который позволяет увеличить напряжение V_{GS} за счет повышения напряжения питания встроенного драйвера затвора.

Заметим, что LDO-регулятор имеет собственные шумы, которые порождаются встроенным источником опорного напряжения bandgap, формируемым на *p-n*-переходе. Шумы этого *p-n*-перехода и являются основным источником шума LDO-регулятора. На рисунке 3 в качестве примера показана спектральная плотность шума LDO-регулятора TPS7A91 от компании Texas Instruments при разных выходных напряжениях. В верхней части графика приведены средне-квадратичные значения шума в диапазоне 10 Гц...100 кГц для этих же значений выходных напряжений.

Хотя показанная на рисунке 3 зависимость не является универсальной, характерной для всех LDO-регуляторов, она отражает основные закономерности. На низких частотах преобладает шум $1/f$, который называют фликкер-шумом; далее преобладает тепловой шум. Величина этих шумов не зависит от выходного тока. Однако в чувствительных к шумам схемах при больших выходных токах следует учитывать и дробовой шум, величина которого пропорциональна величине тока.

На рисунке 4 показана зависимость коэффициента ослабления пульсаций входного напряжения PSRR от частоты при разных значениях выходного тока. Эта зависимость также может иметь разный вид для регуляторов, производимых разными компаниями, но в целом отражает тенденцию изменения PSRR. Значение PSRR рассчитывается следующим образом:

$$PSRR = 20 \lg (\Delta V_{IN} / \Delta V_{OUT}),$$

где ΔV_{IN} и ΔV_{OUT} – пульсации входного и выходного напряжения, соответственно.

Данная ситуация напоминает палку о двух концах: в идеальном случае был бы уместен LDO-регулятор с минимально возможным допустимым падением напряжения и с максимальным коэффициентом PSRR. Увы, эти требования противоречат друг другу. При малом падении напряжения на LDO-регуляторе уменьшается и его PSRR. Таким образом, если главным критерием выбора является требование максимально ослабить пульсации, придется пожертвовать КПД регулятора; максимальная величина коэффициента PSRR достигается при падении напряжения на регуляторе близким к 1 В. Если же важнее энергоэффективность и требуется уменьшить падение напряжения на регуляторе до 200–250 мВ, придется смириться с малым значением коэффициента PSRR.

Уменьшить величину шума и пульсаций помогут внешние конденсаторы. Их подключение показано на рисунке 5, где они выделены штрихпунктирными линиями красного цвета. Конденсатор C_{NR} образует с внутренним резистором R_{NR} пассивный RC-фильтр, с помощью которого уменьшается полоса пропускания опорного напряжения с выхода ИОН. Если в LDO-регуляторе в качестве опорного сигнала используется источник тока, реализованный на основе источника bandgap, параллельно конденсатору C_{NR} следует подключить резистор.

Конденсатор C_{FF} используется для создания форсированной или опережающей обратной связи. При появлении в выходном напряжении ступеньки пульсации этот конденсатор шунтирует резистор R_1 делителя напряжения обратной связи. При этом возрастает сигнал обратной связи и, соответственно, выходной сигнал усилителя ошибки. Таким образом, возмущение на выходе регулятора обрабатывается с опережением. Точно так же этот конденсатор уменьшает длительность переходных процессов, возникающих при изменении нагрузки или входного напряжения.

Оба конденсатора C_{NR} и C_{FF} должны иметь низкое эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) и малую эквивалентную последовательную индуктивность (ESL). Заметим, что действующие конденсаторов распространяются на различные области спектра. Конденсатор C_{NR} эффективно подавляет шум на низких частотах примерно до 1–5 кГц, а конденсатор

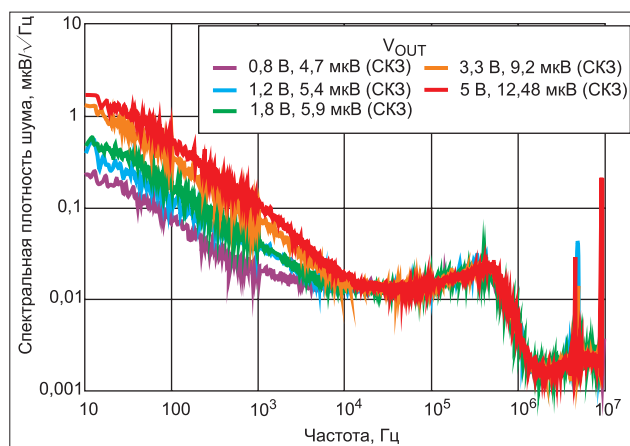


Рис. 3. Спектральная плотность шума LDO-регулятора TPS7A91

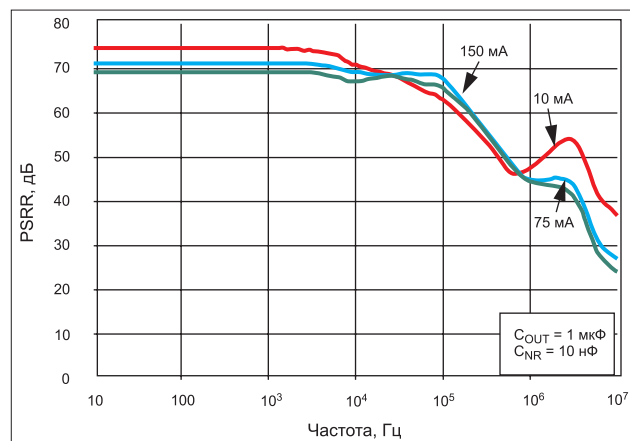


Рис. 4. Зависимость коэффициента ослабления пульсаций входного напряжения PSRR от частоты

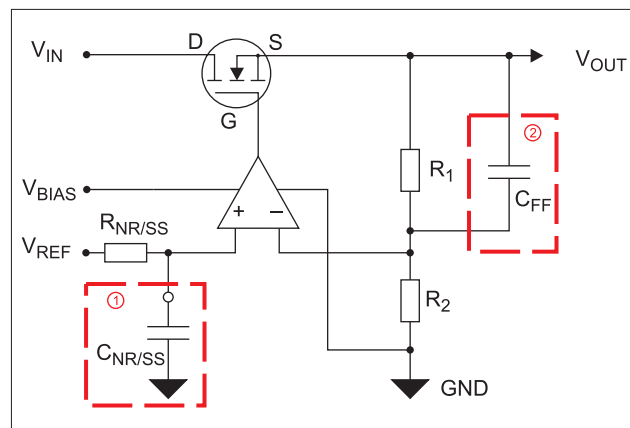


Рис. 5. Способы уменьшения шума и пульсаций выходного напряжения

C_{FF} эффективен в полосе средних частот свыше 10 кГц. Если используется LDO-регулятор фиксированным выходным напряжением, то резисторный делитель обратной связи интегрирован в микросхему, но производители, как правило, встраивают в корпус и конденсатор C_{FF} .

ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ

Об источниках опорного напряжения написано немало, поэтому в данном разделе мы ограничимся лишь конспективным перечислением их некоторых особенностей. Существуют два типа ИОН – последовательные и параллельные. Последовательные ИОН обеспечивают большую точность и меньший временной и тепловой дрейф по сравнению с параллельными ИОН. Кроме того, у них малый ток собственного потребления. Их главным и, пожалуй, единственным недостатком является

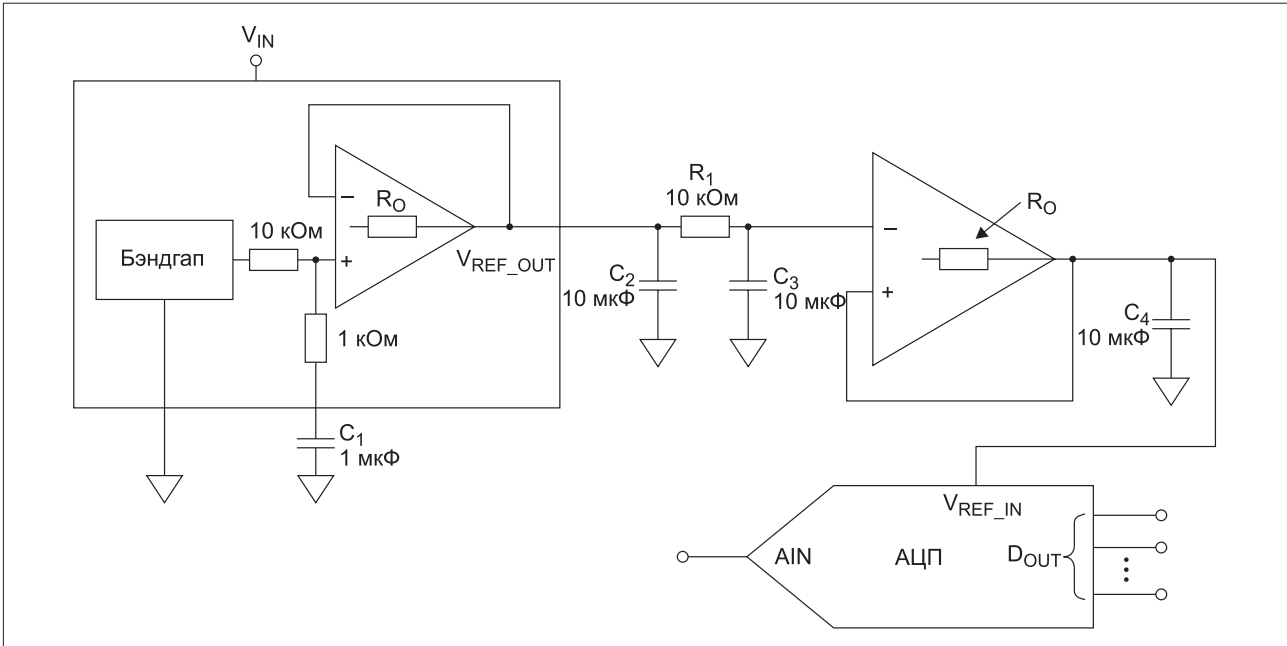


Рис. 6. Схема ИОН с буферным усилителем для формирования опорного напряжения АЦП

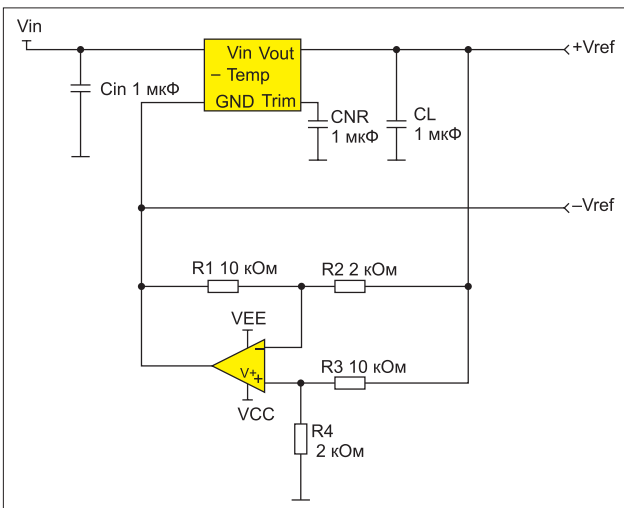


Рис. 7. Схема формирования несимметричного двуполярного опорного напряжения

ограничение максимального значения входного напряжения V_{IN} .

Достоинствами параллельных ИОН являются возможности построения ИОН с отрицательным напряжением, широкий диапазон входного напряжения и встроенные источники втекающего или вытекающего тока. Однако в стабильности и точности поддерживаемого напряжения они уступают последовательным ИОН.

Так же как в LDO-регуляторе, опорное напряжение в ИОН формируется с помощью перехода bandgap, поэтому для уменьшения шума в выходном напряжении ИОН используется пассивный RC-фильтр, но при этом выходной ток ИОН будет создавать падение напряжения на резисторе фильтра, следовательно, возрастет погрешность опорного напряжения. Самым простым выходом является использование буферного усилителя. Схема ИОН с буферным усилителем для формирования опорного напряжения АЦП показана на рисунке 6.

Конденсатор C_1 в этой схеме играет ту же роль, что и конденсатор C_{NR} в схеме уменьшения шумов LDO-регулятора (см. рис. 5). Конденсатор C_4 используется в качестве байпасного. Он необходим потому, что АЦП последовательного приближения представляет собой динамическую нагрузку.

При переключении конденсаторов разных разрядов происходит всплеск тока, который может привести к провалу напряжения на выходе буферного усилителя из-за ненулевого значения его выходного сопротивления. Применение RC-фильтра позволяет уменьшить шум примерно в 10 раз.

На первый взгляд, может показаться, что наилучшим выбором конденсатора C_4 станет керамический конденсатор с минимальным значением ESR. И, действительно, чем меньше ESR, тем лучше конденсатор выполняет функцию байпаса. Однако следует учитывать, что буферный операционный усилитель, нагруженный на емкостную нагрузку, может оказаться нестабильным, что приведет к усилению шума. Следовательно, лучше применить танталовый конденсатор с большим значением ESR, которое «отсечет» емкость от выхода буферного усилителя.

Как правило, выпускаемые ИОН имеют довольно большую величину положительного выходного напряжения в пределах 2,048–10 В. Однако небольшие схемотехнические хитрости легко позволяют расширить диапазон опорных напряжений. На рисунке 7 показана схема, позволяющая из однополярного опорного напряжения получить в общем случае несимметричное двуполярное напряжение заданной малой величины. Однако при этом разность напряжения между положительной и отрицательной шиной полученных опорных напряжений всегда равна исходному опорному напряжению с выхода ИОН. ◻