

Малозыумяющий стабилизатор напряжения Ultra Low Noise Linear Voltage Regulator

Поляков А.Е.

2010 г.

Аннотация

В данной работе предложена схема малозыумяющего линейного стабилизатора напряжения с указанием используемых компонентов и номиналов для ряда часто используемых напряжений и токов. Также приводится порядок расчета для произвольного выходного напряжения и номинального тока.

Основными особенностями предлагаемого решения являются сверхнизкий шум, широкий диапазон выходных напряжений и токов, достаточно высокое подавление пульсаций (PSRR) в большом частотном диапазоне.

Схема ориентирована на применение в задачах, где требования к уровню шума питания превышают характеристики стандартных линейных стабилизаторов. Как правило, обычные линейные стабилизаторы, выполненные в виде микросхем, имеют спектральную плотность шума около $100..300 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Предлагаемое решение позволяет получить менее $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ при занимаемой площади¹ около 200 mm^2 и стоимости² 60-120 рублей.

1 Область применения

- Малозыумяющие синтезаторы частот
- Опорные генераторы
- Цепи питания микросхем DDS, ЦАП, АЦП
- Питание цифровых частотно-фазовых детекторов и делителей частоты
- Измерительная техника

¹Для транзисторов в корпусе SOT-23, микросхемы опорного напряжения в корпусе TSSOP-8, резисторов и конденсаторов в корпусе 0603, конденсаторов $47 \mu\text{F}$ в корпусе "А"

²Стоимость компонентов по базе www.efind.ru на 2010г.

2 Основные характеристики

- Низкий уровень шума: **1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1 kHz**
- Высокое подавление пульсаций (PSRR): **70 dB @ 1 kHz, 50 dB @ 100 kHz**
- Выходной ток: до **1 A**
- Диапазон выходных напряжений: от **1.2 V** до **20 V**
- Занимаемая площадь (см. сноску 1 на предшествующей странице): **200 mm²**

3 Электрическая схема

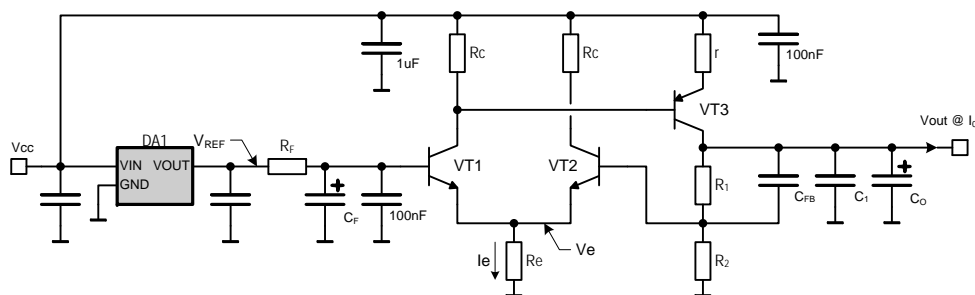


Рис. 1: Схема стабилизатора напряжения

На рисунке 1 изображена схема стабилизатора напряжения, состоящая из микросхемы опорного напряжения (Voltage Reference) $DA1$, RC-фильтра (R_F , C_F), входного дифференциального каскада (R_C , $VT1$, $VT2$, R_E), выходного каскада ($VT3$, r), обратной связи (R_1 , R_2 , C_{FB}), выходного конденсатора C_O , C_1 . V_{REF} – опорное напряжение, V_{CC} – входное питание схемы, V_{OUT} – выходное напряжение питания при номинальном токе нагрузки I_O . Ниже приведены используемые компоненты, в таблице 1 указаны номиналы для ряда выходных напряжений и токов.

DA1 для $V_{OUT} < 2.048 \text{ В}$ $V_{REF} = 1.25 \text{ В}$: **LM4121IM5-1.2** ([National Semiconductor](#)), для $2.048 \text{ В} < V_{OUT} < 5 \text{ В}$ $V_{REF} = 2.048 \text{ В}$: **ADR440ARMZ** ([Analog Devices](#)), $V_{OUT} > 5 \text{ В}$ $V_{REF} = 3.3 \text{ В}$: **REF196GRUZ** ([Analog Devices](#));

$VT1, VT2$ BC849C (NXP);

VT3 PBSS4021PT (NXP);

R_F для номинальных токов $I_O < 200$ мА: **1 кΩ**, для $I_O < 200$ мА: **510 Ω**;

Таблица 1: Номиналы компонентов и значения напряжений для схемы на рис. 1

$V_{OUT}@I_O^*$	1.8 V@ 50 mA	1.8 V@ 150 mA	3.3 V@ 50 mA	3.3 V@ 100 mA	4 V@ 75 mA	5 V@ 50 mA	5 V@ 100 mA	5 V@ 500 mA	8 V@ 150 mA
R_C, Ω	300	330	620	300	330	620	300	51	330
R_E, Ω	110	110	560	270	270	560	270	43	510
r, Ω	3	1	3	1	2	3	1	0.01	1
R_1, Ω	887	887	1.21 k	1.21 k	1.91 k	2.87 k	2.87 k	1.43 k	2.87 k
R_2, Ω	2.00 k	2.00 k	2.00 k	2.00 k	2.00 k	2.00 k	2.00 k	1.00 k	2.00 k
V_{REF}, V	1.25	1.25	2.048	2.048	2.048	2.048	2.048	2.048	3.3
V_E, V	0.58	0.58	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.3	2.6
I_E, mA	5.25	5.25	2.5	5.1	5.1	2.5	5	30	5.2

* При указанных номиналах максимальное значение выходного тока $I_{Omax} = 2 \cdot I_O$, $V_{CC} = V_O + 0.5 V$ (кроме варианта 5 V@500mA, где $V_{CC} = V_O + 0.3 V$)

- C_F электролитический конденсатор **47 μF** ;
- C_{FB} конденсатор **10 μF** ;
- C_O полимерный конденсатор **10 μF** с низким ESR (0.1 Ω @ 400 kHz) или керамический X5R;
- C_1 керамический конденсатор X5R **2.2-4.7 μF** .

4 Описание

На рис. 1 изображена схема малошумящего стабилизатора напряжения. На вход V_{CC} подается питающее напряжение (как правило, от обычного линейного стабилизатора), равное $V_O + 0.5 V$ (кроме варианта 5 V@500mA, где $V_{CC} = V_O + 0.3 V$). Значения, приведенные в таблице 1, рассчитаны на номинальный ток I_O , максимально допустимый ток при этом $2I_O$ (при деградации PSRR на 10-15 dB и отклонении V_{OUT} не более -2.5%). Микросхема DA1 формирует опорное напряжение V_{REF} , обеспечивая подавление пульсаций и сравнительно небольшой уровень шума на выходе (около 20-50 nV/ \sqrt{Hz}). Далее опорный сигнал дополнительно фильтруется RC-фильтром (R_F, C_F). Дополнительный керамический конденсатор 100 nF X7R обеспечивает фильтрацию по высокой частоте. Затем сигнал подается на положительный вход дифференциального каскада ($VT1, VT2$), суммарный ток I_E которого задается резистором R_E , а к цепям коллекторов подключены резисторы R_C . С коллектора транзистора $VT1$ сигнал подается на базу мощного транзистора $VT3$, который обеспечивает дополнительное усиление входного сигнала и управление большим током, текущим через

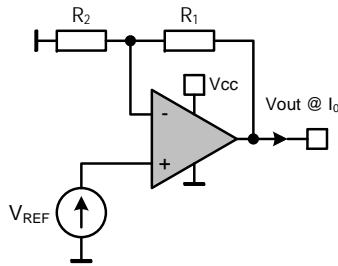


Рис. 2: Модель линейного стабилизатора

эмиттер к коллектору. Коллектор транзистора $VT3$ подключен к резисторному делителю, формирующему сигнал обратной связи по постоянному току, подаваемый на отрицательный вход дифференциального каскада – базу транзистора $VT2$. Конденсатор C_{FB} обеспечивает более глубокую отрицательную обратную связь по переменному току, уменьшая тем самым уровень шума на выходе и увеличивая подавление пульсаций. Конденсатор C_O служит для дополнительной фильтрации в высокочастотной области (от 100 kHz).

По сути схема на транзисторах $VT1 - 3$ работает, как операционный усилитель с обратной связью (рис. 2), на положительный вход которого подается опорное напряжение, на отрицательный – обратная связь с резисторного делителя, а с выхода снимается напряжение $V_{REF}(1 + \frac{R_1}{R_2})$.

Дифференциальный каскад на транзисторах использован вместо операционного усилителя по следующим причинам:

- достигается меньший уровень шума;
- обеспечивается больший запас стабильности отрицательной обратной связи;
- существенно ниже стоимость: 8 руб., для сравнения – малошумящий операционный усилитель (ОУ) ADA4841 – 75 руб.

Недостатком дифференциального каскада, по сравнению с вариантом использования ОУ, является большее дифференциальное выходное сопротивление стабилизатора по постоянному току (Load Regulation), т.к. коэффициент усиления у ОУ по постоянному току (DC) гораздо выше.

4.1 Пояснения к выбору элементной базы

4.1.1 Транзисторы $VT1$, $VT2$

Транзисторы $VT1$, $VT2$ должны быть малошумящими и иметь достаточно высокий коэффициент усиления тока h_{FE} для того, чтобы можно было использовать слаботочные источники опорного напряжения (Voltage References). Также они должны иметь достаточную граничную частоту f_T для того,

чтобы обеспечить необходимое PSRR (Power Supply Rejection Ratio³) на средних частотах (когда еще не работает C_O). Таким образом, должны выполняться условия:

$$h_{FE} \gg \frac{I_E}{I_{REF_{max}}},$$

$$f_T \gtrsim h_{FE} \cdot f_{C_O},$$

где $I_{REF_{max}}$ – максимальный ток источника опорного напряжения, I_E – общий ток дифференциального каскада (2.5-30 mA, см. раздел 4.2.3 на с. 7), f_{C_O} – верхняя частота среза PSRR (в данном случае 100-400 kHz).

Примененные в схеме транзисторы BC849C имеют $h_{FE} = 500$ (тип.), $f_T = 100$ MHz.

4.1.2 Транзистор VT3

Во-первых, транзистор VT3 должен обладать низким напряжением насыщения $V_{CE_{sat}}$ при больших токах коллектора. В противном случае на нем будет рассеиваться слишком большая мощность. Во-вторых, он должен обладать большим коэффициентом усиления h_{FE} , чтобы не нагружать дифференциальный каскад. В-третьих, граничная частота f_T у него должна быть не меньше, чем у транзисторов VT1, VT2.

$$h_{FE} \gg \frac{I_O}{I_E},$$

где I_O – номинальный выходной ток стабилизатора, I_E – ток дифференциального каскада.

Примененный в схеме транзистор PBSS4021PT имеет $V_{CE_{sat}} = 115$ mV (тип.) при токе коллектора 1 A и токе базы 10 mA; $h_{FE} = 400$ (тип.), $f_T = 155$ MHz.

4.1.3 Источник опорного напряжения DA1

Максимальный выходной ток источника опорного напряжения должен быть выше тока базы транзистора VT1, а шум достаточно низким, чтобы на требуемой частоте с помощью RC-фильтра обеспечить подавление, сравнимое с собственным шумом стабилизатора на средних частотах.

$$\Phi_{REF} \ll 2\pi R_F C_F f_L \Phi_O, \quad (1)$$

где Φ_{REF} – спектральная плотность шума опорного сигнала, f_L – требуемая нижняя граничная частота PSRR, Φ_O – спектральная плотность шума стабилизатора на средних частотах. При $R_F=1$ k Ω , $C_F=47$ μ F, $f_L=1$ kHz, $\Phi_O=1$ nV/ \sqrt{Hz} получим Φ_{REF} должен быть менее 300 nV/ \sqrt{Hz} @ 1 kHz. Это выполняется для большинства источников опорного напряжения.

³Подавление пульсаций питания

При необходимости источник опорного напряжения можно заменить на резисторный делитель. Это существенно уменьшит стоимость, но в таком случае для обеспечения требуемого PSRR на низких частотах следует значительно увеличить емкость C_F до сотен микрофард.

4.2 Расчет номиналов

Исходными данными для приведенных ниже расчетов являются выходное напряжение V_{OUT} , номинальный ток I_O , максимальный ток $I_{O_{max}}$ (будем считать $I_{O_{max}} = 2I_O$, если не указано иное), опорное напряжение V_{REF} .

4.2.1 Сопротивления обратной связи R_1 , R_2

В соответствии с моделью на рис. 2

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1.$$

Для компенсации токов утечки дифференциального усилителя следует выполнить условие

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \approx R_F. \quad (2)$$

Сопротивления следует выбирать из ряда E96 с допуском 1%. Расчет R_F описан в разделе 4.2.4 на следующей странице.

4.2.2 Определение питающего напряжения V_{CC} и сопротивления r

Сопротивление r служит для улучшения PSRR вблизи граничной частоты f_{Co} . Кроме того сопротивление r позволяет замерять ток потребления, что существенно упрощает отладку и тестирование. Рекомендуемое значение сопротивления

$$r \approx \frac{0.1 \text{ V}}{I_{O_{max}}}.$$

Для обеспечения линейного режима транзистора необходимо

$$V_{CC} > V_{CE_{sat}}(I_{O_{max}}) + r I_{O_{max}},$$

где $V_{CE_{sat}}(I_{O_{max}})$ – кривая зависимости напряжения насыщения от тока коллектора VT3. С другой стороны при увеличении V_{CC} увеличивается мощность, рассеиваемая на транзисторе, поэтому

$$I_{O_{max}}(V_{CC} - r I_{O_{max}} - V_O) < P_{tot}, \quad (3)$$

где P_{tot} – максимальная мощность транзистора.

Для выбранного транзистора $V_{CE_{sat}} \lesssim 0.1 \text{ V}$ при токе коллектора до 1 А и $I_C/I_B = 100$, а $P_{tot} = 660 \text{ mW}$ ⁴. Поэтому до тока 200 мА можно принять $V_{CC} = V_O + 0.5 \text{ V}$.

⁴ $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$, материал платы FR-4, контакт коллектора припаян к полигону площадью 1 mm^2

4.2.3 R_C и R_E дифференциального каскада

Сначала следует рассчитать ток дифференциального каскада I_E . Он должен быть достаточным для управления транзистором $VT3$. Следовательно,

$$I_E \gg \frac{I_{O_{max}}}{h_{FE}},$$

где h_{FE} – коэффициент усиления транзистора $VT3$. С другой стороны слишком большое значение I_E нежелательно, т.к. увеличивает собственное потребление схемы. При достаточном запасе напряжения коллектор-эмиттер транзистора $VT3$ его $h_{FE} = 400$, поэтому примем

$$I_E \approx 0.03 \cdot I_{O_{max}}. \quad (4)$$

Определив ток I_E , найдем значение R_E :

$$R_E = \frac{V_{REF} - 0.6 \text{ В}}{I_E},$$

где 0.6 В – напряжение база-эмиттер транзисторов $VT1$, $VT2$.

Сопротивление R_C рассчитывается по формуле

$$R_C = \frac{r_{I_O} + 0.65 \text{ В}}{1/2 I_E},$$

где 0.65 В – напряжение база-эмиттер транзисторов $VT3$.

4.2.4 Фильтр R_F , C_F

Граничная частота фильтра рассчитывается таким образом, чтобы удовлетворить выражению 1 на с. 5. Большое значение R_F выбирать не желательно, т.к. увеличивается погрешность выходного напряжения за счет тока базы транзистора $VT1$. Для заданной погрешности 1% необходимо

$$R_F < 0.01 \frac{h_{FE} V_{REF}}{I_E},$$

где h_{FE} – коэффициент усиления транзистора $VT1$. С учетом выражения 4 и значения $h_{FE} = 500$ напомним

$$R_F < 166 \frac{V_{REF}}{I_{O_{max}}}$$

Для выходного тока менее 300 мА достаточно принять $R_F = 1 \text{ к}\Omega$.

На конденсатор C_F существенных требований не накладывается, его ESR практически не влияет ни на шум, ни на PSRR, т.к. даже в случае нескольких десятков Ом шум такого сопротивления будет ниже основной полки на выходе.

При значениях шума опорного источника Φ_O и нижней граничной частоты f_L , указанных в разделе 4.1.3 на с. 5, в соответствии с выражением 1 емкость C_F должна быть не менее 47 мкФ.

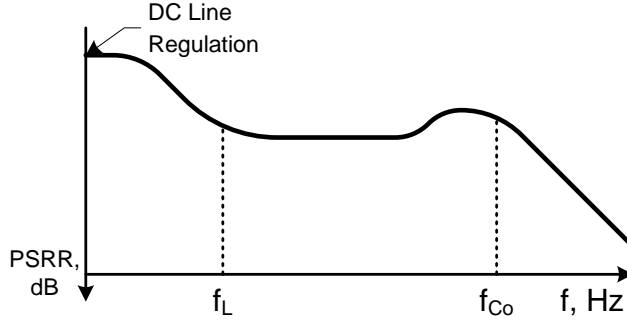


Рис. 3: Подавление пульсаций (PSRR)

4.2.5 Конденсатор обратной связи по переменному току C_{FB}

Конденсатор C_{FB} служит для увеличения PSRR на средних частотах и снижения уровня шума за счет повышения коэффициента обратной связи по переменному току (рис. 3). Нижняя граничная частота определяется выражением

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_1 || R_2)C_{FB}}.$$

Таким образом, учитывая выражение 2 на с. 6 для $f_L=100$ Hz и $R_F=1$ k Ω имеем $C_{FB} \gg 1.6$ μ F. В схеме использован номинал 10 μ F.

4.2.6 Выходной конденсатор C_O

Выходной конденсатор C_O обеспечивает подавление пульсаций на высоких частотах. Рекомендуется полимерный конденсатор емкостью не менее 10 μ F с низким ESR (не более 0.1 Ω @ 400 kHz) параллельно с керамическим конденсатором C_1 X5R 2.2-4.7 μ F. Использование полимерного конденсатора позволяет значительно увеличить PSRR вблизи f_{C_O} для вариантов стабилизатора с номинальными выходными токами более 150-200 mA. Для вариантов стабилизаторов с меньшими токами конденсатор C_O можно не ставить, ограничившись конденсатором C_1 (2.2-4.7 μ F).

Для дополнительного подавления на высоких частотах, а также обратного влияния высокочастотной импульсной нагрузки на цепь V_{CC} , можно применить схему на рис. 4. В качестве индуктивности L_O можно использовать фильтр BLM21PG331SN1 ([Murata Manufacturing](#)). Его эквивалентная индуктивность на низких частотах составляет около 0.25 μ H.

ESR выходного конденсатора практически не влияет на спектральную плотность шума на выходе, но расширяет шумовую полку, увеличивая интегральный шум.

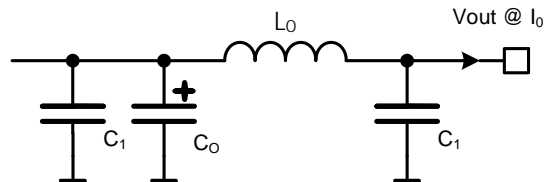


Рис. 4: Дополнительная фильтрация выхода

Таблица 2: Характеристики приведенных в таблице 1 схем

Параметр	Условия	мин.	макс.	Ед.
Load Regulation @ I_O	1.8 V@50 mA	0.6		Ω
	1.8 V@150 mA	0.3		
	3.3 V@50 mA	0.7		
	3.3 V@100 mA	0.3		
	4 V@75 mA	0.56		
	5 V@50 mA	1.1		
	5 V@100 mA	0.6		
	5 V@500 mA	0.15		
	8 V@150 mA	0.5		
Line Regulation @ I_O	all parts $I_O < 150 \text{ mA}$	57	66	dB
	$150 \text{ mA} < I_O$	50		
PSRR @ I_O	1 kHz	63	70	dB
	10 kHz	63	68	
	f > 100 kHz	38	42	
Voltage Dropout @ I_O		0.3		V
Input Voltage	при ограничении 3 на с. 6		20	V

5 Типовые характеристики

В таблице 2 приведены результаты моделирования основных характеристик схем, приведенных в таблице 1 на с. 3.

На рисунках 5, 6 отображены результаты моделирования спектральной плотности шума на выходе стабилизатора для вариантов 5 V@100 mA и 5 V@500 mA соответственно при разных токах нагрузки – холостом ходе, номинальном и максимальном токе. Из графиков следует, что увеличение тока нагрузки практически не влияет на уровень выходного шума.

На рисунках 7, 8 отображены результаты моделирования подавления пульсаций (PSRR) от частоты при разных выходных токах для вариантов 5 V@100 mA и 5 V@500 mA соответственно. В первом варианте использован

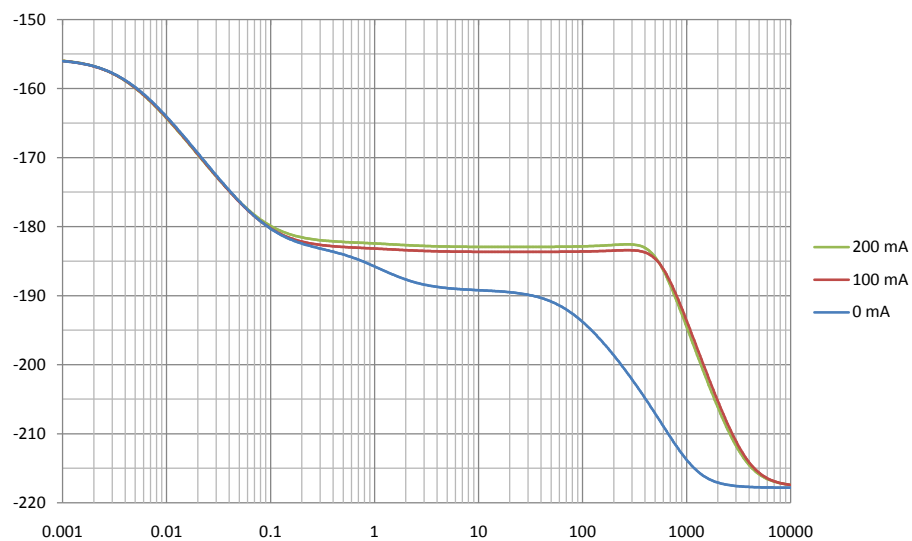


Рис. 5: Спектральная плотность шума в $\text{dBV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (RMS) от частоты в kHz (вариант 5 V@100 mA)

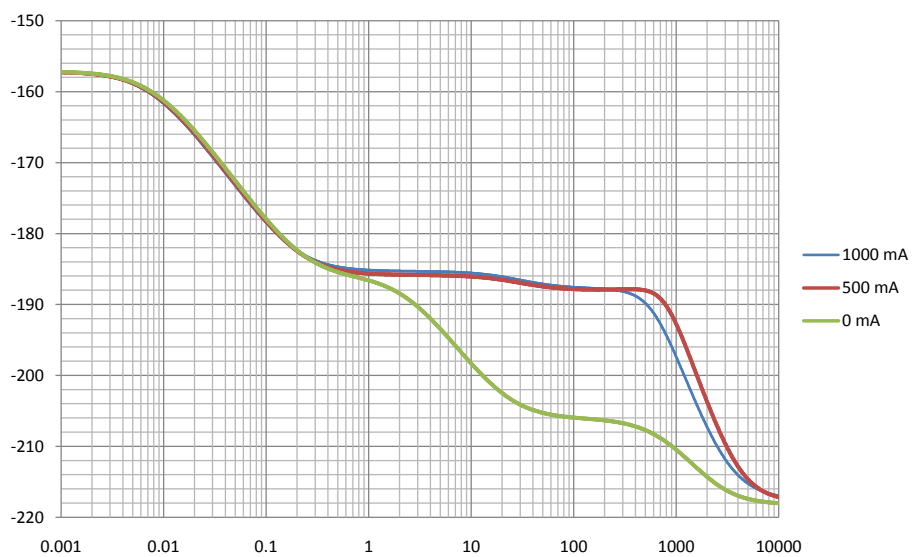


Рис. 6: Спектральная плотность шума в $\text{dBV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (RMS) от частоты в kHz (вариант 5 V@500 mA)

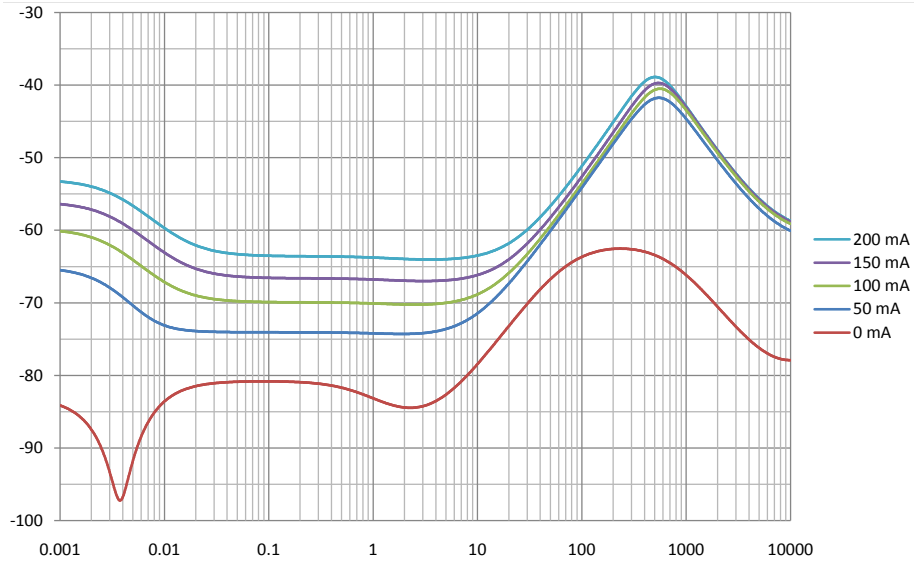


Рис. 7: Подавление пульсаций -PSRR в dB от частоты в kHz (вариант 5 V@100 mA при $C_O = 0$, $C_1=2.2 \mu\text{F}$, $ESR_{C_1}=0.01 \Omega$)

только выходной керамический конденсатор C_1 емкостью $2.2 \mu\text{F}$ ⁵. Во втором случае – параллельное включение полимерного конденсатора емкостью $10 \mu\text{F}$ и керамического – $2.2 \mu\text{F}$.

На рисунках 9, 10, 11 представлены результаты моделирования зависимости выходного напряжения от тока нагрузки. Для номиналов, указанных в таблице 1 на с. 3 точка перегиба находится гораздо дальше $2I_O$, но следует учитывать, что при дальнейшем увеличении выходного тока снижается подавление пульсаций и увеличивается уровень шума.

На рисунке 12 изображена спектральная плотность собственного шума измерительного тракта при короткозамкнутом входе, а на рисунке 13 – с выхода стабилизатора. Разница практически не заметна. Это означает, что шум стабилизатора по крайней мере на 10 dB меньше собственного шума измерительного оборудования, т.е. не более $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

6 Преимущества и недостатки, существующие аналоги в интегральном исполнении

В таблице 3 приведены наиболее малошумящие линейные стабилизаторы в интегральном исполнении. Из приведенных выше микросхем следует отметить две, выпущенные в этом году, – LP5900 и HMC860. Они облада-

⁵Увеличение емкости до $10 \mu\text{F}$ позволяет при этом улучшить PSRR на частоте 500 kHz на 10 dB

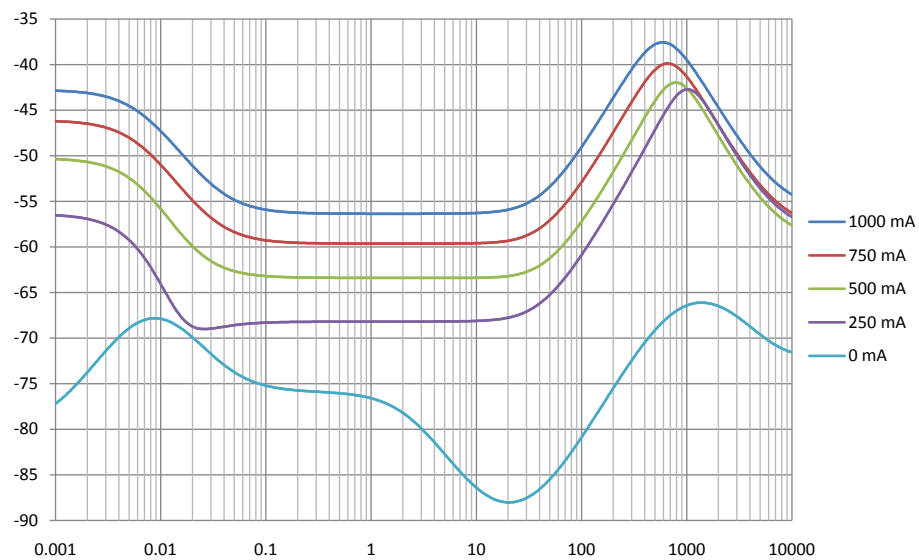


Рис. 8: Подавление пульсаций -PSRR в dB от частоты в kHz (вариант 5 V@500 mA при $C_O=10\text{ }\mu\text{F}$, $ESR_{C_O}=0.1\text{ }\Omega$, $C_1=2.2\text{ }\mu\text{F}$, $ESR_{C_1}=0.01\text{ }\Omega$)

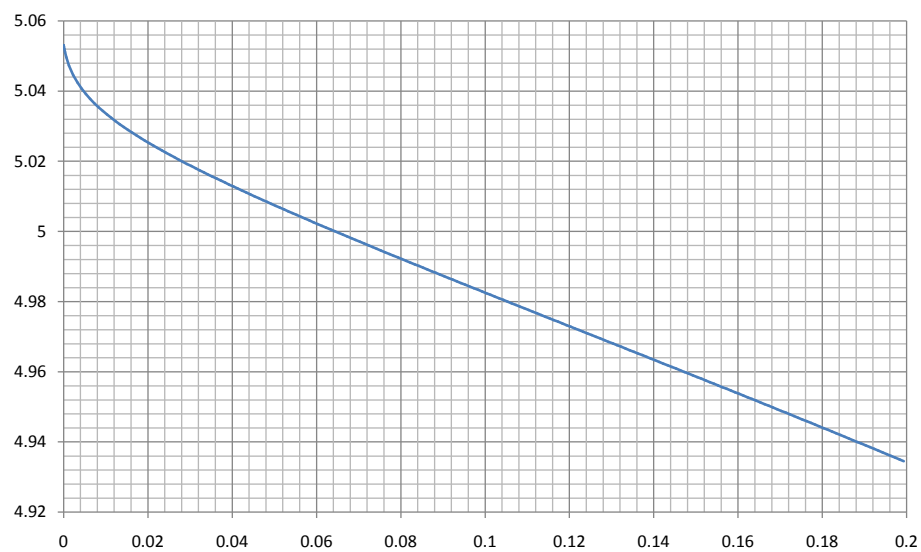


Рис. 9: Зависимость выходного напряжения в вольтах от выходного тока в амперах (вариант 5 V@100 mA)

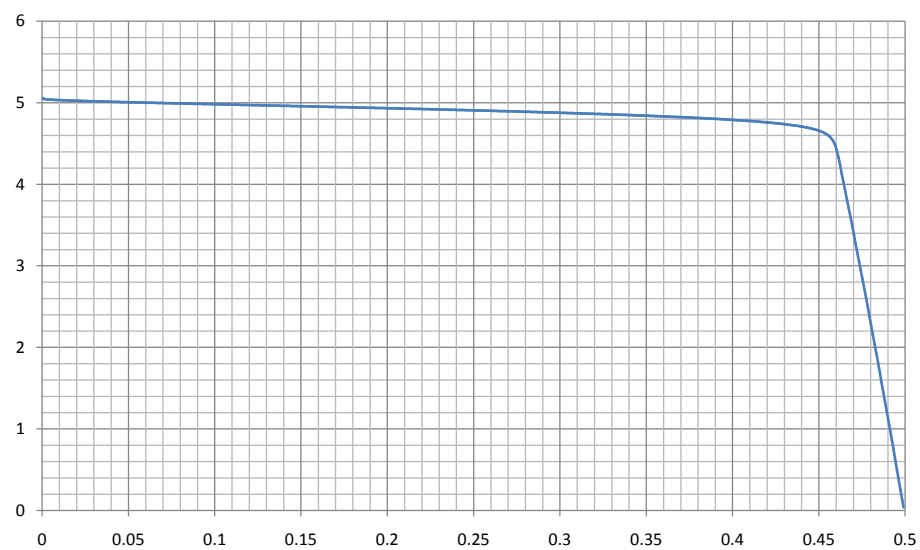


Рис. 10: Зависимость выходного напряжения в вольтах от выходного тока в амперах в широком диапазоне токов (вариант 5 V@100 mA)

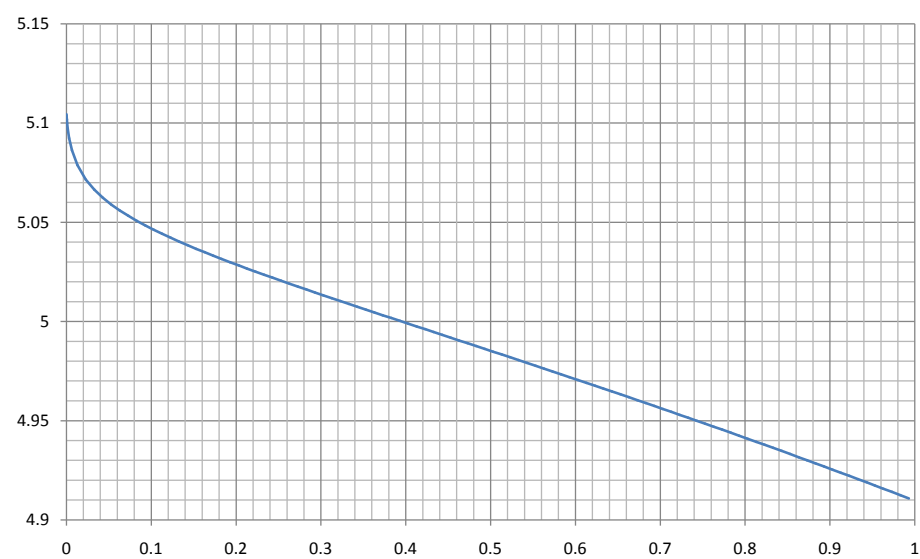


Рис. 11: Зависимость выходного напряжения в вольтах от выходного тока в амперах (вариант 5 V@500 mA)

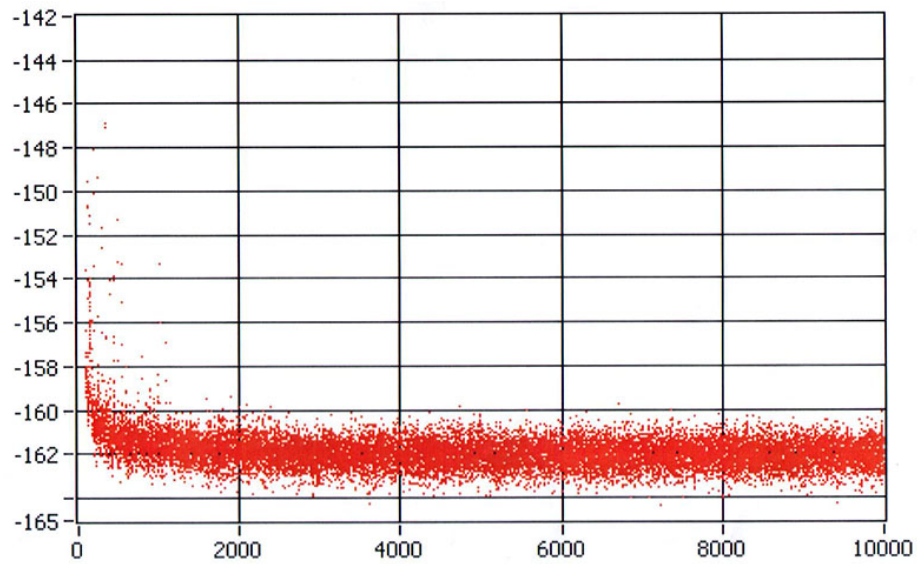


Рис. 12: Спектральная плотность собственного шума измерительного тракта в $\text{dBV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (RMS) от частоты в Hz (при короткозамкнутом входе)

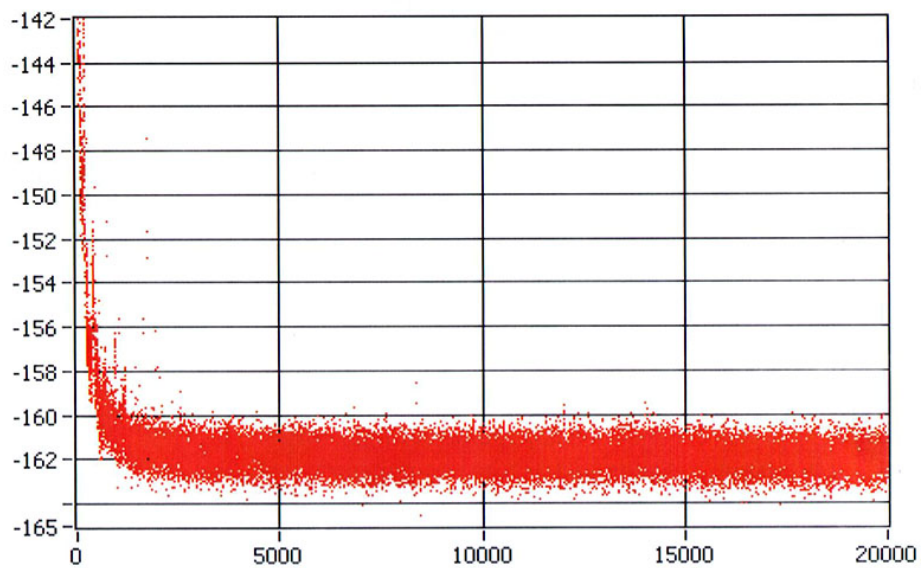


Рис. 13: Спектральная плотность шума на выходе в $\text{dBV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (RMS) от частоты в Hz (вариант 5 V@100 mA)

Таблица 3: Малошумящие линейные стабилизаторы в интегральном исполнении

Part Number	Vendor	V_{OUT} , V		$I_{O\max}$, mA	Output Noise, nV/ \sqrt{Hz}	
		min	max		1 kHz	10 kHz
ADP150	Analog Devices	1.8	3.3	150	50	30
LP5900	National Semiconductor	1.5	4.5		40	20
TPS7A4901	Texas Instruments	1.2	33		90	70
NCP623MN	ON Semiconductor	2.8	4		220	100
HMC860LP3E	Hittite	2.5	5.2	100	10	3

ют самым низким шумом из серийно выпускаемых стабилизаторов в интегральном исполнении. Они имеют небольшую площадь (даже с учетом требуемой обвязки) и по характеристикам подходят для большинства задач, требующих малошумящего питания. Но встречаются и такие, которые они не перекрывают:

- Более высокий выходной ток. Пример: в синтезаторах частот применяются высокочастотные микросхемы DDS (например, AD9912) с низким фазовым шумом. Для обеспечения оптимальных характеристик требуется питание 1.8 V при токе до 250 mA со спектральной плотностью шума не более 10-20 nV/ \sqrt{Hz} .
- Более высокое выходное напряжение. Пример: для широкополосных усилителей, применяемых в синтезаторах частот для буферизации, распределения и усиления формируемого сигнала, часто требуется питание выше 5 V. При этом для обеспечения низкого фазового шума необходим малошумящий источник питания.

В таких случаях предложенная схема позволяет решить проблему. В таблице 4 отображены преимущества и недостатки предложенного решения относительно современных малошумящих стабилизаторов в интегральном исполнении.

Существуют также малошумящие линейные стабилизаторы, выполненные на основе дискретных компонентов. Например, в статье [3] приведена схема такого решения. Однако, занимаемая площадь на печатной плате настолько велика, что применение этого решения вряд ли целесообразно.

Другая схема приведена в работе [1]. Это, пожалуй, наиболее близкий аналог. Но у этой схемы есть два недостатка. Первый – отсутствует обратная связь по переменному току, что приводит к более высокому уровню шума за счет сопротивления резисторов в обратной связи. Второй – коллектор плеча дифференциального усилителя подключен только к базе выходного

Таблица 4: Сравнительные характеристики предложенной схемы и современных малошумящих стабилизаторов в интегральном исполнении

Параметр*	Предложенное решение	Микросхемы
Спектральная плотность шума на 1 kHz	менее $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$7\text{-}40 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Диапазон выходных напряжений	1.2-20 V	1.2-5.2 V
Максимальный выходной ток	1000 mA	150 mA
PSRR на 100 kHz	40-50 dB	40-65 dB
Load Regulation	$0.2\text{-}0.6 \text{ mV}/\text{mA}$	$0.1\text{-}1 \text{ mV}/\text{mA}$
Voltage Dropout	250-300 mV	150-300 mV
Занимаемая площадь (с учетом обвязки)	200 mm^2	$30\text{-}70 \text{ mm}^2$

*Зеленым отмечены преимущества, красным – недостатки

транзистора, это существенно ухудшает частотные характеристики, и, как следствие, PSRR на высоких частотах.

Еще один вариант предложен компанией [Maxim Integrated Products](#) на базе малошумящего операционного усилителя [4].

В целом интерес к сверхмалошумящим источникам питания за последнее время не только не упал, но и, пожалуй, даже вырос. В пользу этого заключения можно привести следующие факты:

- Для современных линейных стабилизаторов обязательным параметром, приводимым в документации, является спектральная плотность шума (ранее приводился только интегральный шум).
- У многих производителей появился специальный раздел под названием “Ultra Low Noise Voltage Regulators”.
- Микросхемы, вышедшие в этом году, имеют шум в 100 раз ниже, чем ранее, при практически том же уровне технологии.
- Предлагаются новые схемотехнические решения, ориентированные на интегральное исполнение [5, 6]. Например, на основе результатов, полученных в работе [2] была выпущена замечательная микросхема LP5900.

Это объясняется тем, что появились компоненты с потенциально очень высокими характеристиками, качество питания которых оказывается существенным фактором. Это, например, в полной мере относится к сверхмалошумящим опорным генераторам компании [Wenzel](#), для питания которых при тестировании используются химические источники питания с плотностью шума менее $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. То же самое относится и к высокочастотным микросхемам DDS, делителям частоты, усилителям тактового сигнала, цифровым фазовым детекторам, активным петлевым фильтрам.

Список литературы

- [1] Vaclav Papez, Stanislava Papezova, "Low Noise DC Power Supplies", XIX IMEKO World Congress Fundamental and Applied Metrology, Lisbon, Portugal, September 6-11, 2009
- [2] Mannama, V.; Sabolotny, R.; Strik, V.; , "Ultra low noise low power LDO design," Baltic Electronics Conference, 2006 International , vol., no., pp.1-4, 2-4 Oct. 2006
- [3] Isaac Sibson, "Precision Voltage Regulation for Ultra-low Noise Applications", AN51, Zetex Semiconductors, Issue 1 – October 2007
- [4] "Ultra-Low-Noise LDO Achieves 6 nV/ \sqrt{Hz} Noise Performance", App. Note 3657, Maxim Integrated Products, Dec. 22, 2005
- [5] Liu Zhiming, Fu Zhongqian, Huang Lu and Xi Tianzuo, "A 1.8 V LDO voltage regulator with foldback current limit and thermal protection", Journal of Semiconductors, Volume 30, Number 8, 2009
- [6] Jianping Guo Ka Nang Leung, "A sub-1 μ A improved-transient CMOS low-dropout regulator without minimal ESR requirement", TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference, 23-26 Jan. 2009