

## Собственная компенсация шумов источника опорного напряжения в непрерывных компенсационных стабилизаторах

Н.Н. Прокопенко<sup>1</sup>, А.С. Будяков<sup>2</sup>, П.С. Будяков<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», г. Шахты Ростовской обл.

<sup>2</sup>ФГУП НПП «Пульсар», г. Москва

В современной микроэлектронике широкое применение получили непрерывные стабилизаторы напряжения (СН) [1, 2], которые стали основой многих серийных микросхем (НМС976LP3Е, LP3999, ADP221, LTC1844, LTC1844 и др.). Существенный недостаток таких СН состоит в том, что для уменьшения уровня выходных шумов, обусловленных источником опорного напряжения, приходится применять конденсаторы большой емкости, шунтирующие низкоомный выход СН и его нагрузку. Это не позволяет создавать непрерывные СН, обеспечивающие электропитанием транзисторные узлы «систем на кристалле» (СНК), реализуемые по многим перспективным технологическим процессам.

В настоящей работе рассматриваются структуры стабилизаторов, обладающих эффектом собственной компенсации шумов источника опорного напряжения при сравнительно малых значениях емкостей используемых конденсаторов.

На рис. 1а показан метод выделения шумовой составляющей ( $u_{ш}$ ) источника опорного напряжения  $VD1$ , который может быть выполнен, например, по классическим схемам Виллара или в виде традиционного стабилизатора:

$$U_{ст}(t) = U_{ст} + u_{ш} \quad (1)$$

где  $U_{ст}$  – постоянная составляющая напряжения на источнике опорного напряжения  $VD1$ ;

$u_{ш} \ll U_{ст}$  – некоторое переменное напряжение, связанное с наличием шумов, различных помех, наводок и т.п. на источнике опорного напряжения  $VD1$  (ИОН).

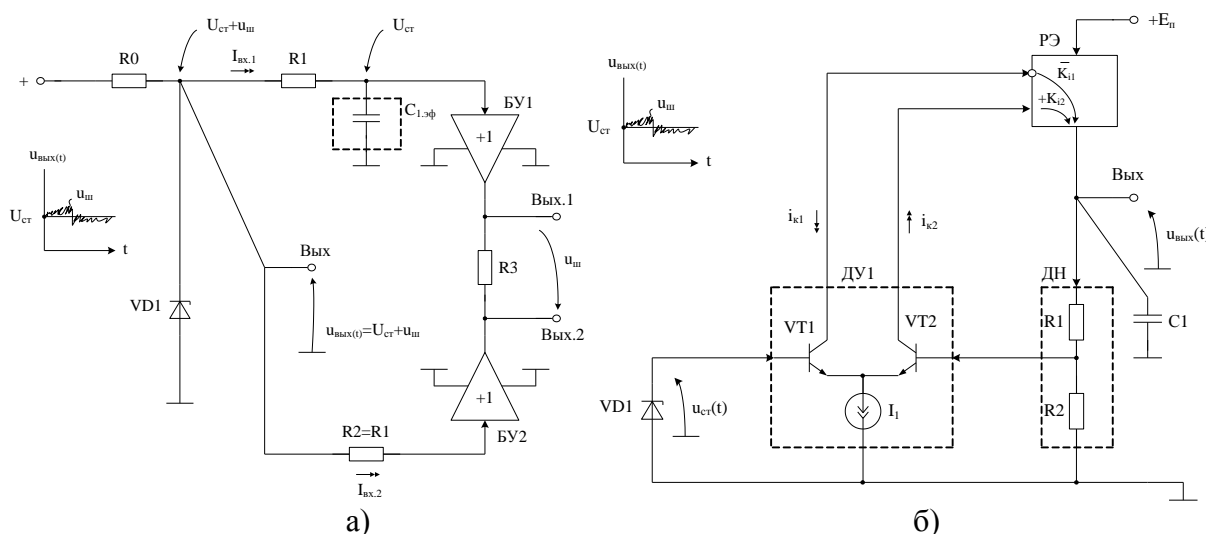


Рис. 1 Метод выделения «шумовой» составляющей источников опорного напряжения (а) и классическая схема компенсационного СН (б)

В классической схеме стабилизатора (рис. 1б) выходное напряжение  $u_{вых}(t)$  связано с напряжением  $U_{ст}(t)$  на источнике опорного напряжения известным соотношением

$$u_{вых}(t) = \frac{U_{ст}(t) \cdot \beta_{ос}^{-1}}{1 + \frac{1}{T}}, \quad (2)$$

где  $\beta_{ос}^{-1} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$  – коэффициент передачи резистивного делителя напряжения;

$T$  – петлевое усиление стабилизатора.

Примеч:

$$T = \frac{R_{н.эКВ} (K_{i1} + K_{i2})}{h_{11.1} + h_{11.2}} \beta_{ос}, \quad (3)$$

где  $R_{н.эКВ}$  – эквивалентное сопротивление цепи нагрузки на выходе СН (Вых);

$K_{i1}$ ,  $K_{i2}$  – коэффициенты передачи по току регулирующего элемента РЭ по первому инвертирующему и второму неинвертирующему входам;

$h_{11.1}=h_{11.2}$  –  $h$ -параметры транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  в схеме с общей базой ( $h_{11.1} = h_{11.2} = 20 \div 50 \text{ Ом}$ ).

Если  $T \gg 1$ , что обеспечивается  $K_{i1} \gg 1$ ,  $K_{i2} \gg 1$  [3, 4, 5], то

$$u_{\text{Вых}}(t) \approx U_{\text{ст}}(t) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (4)$$

Следовательно, в первом приближении переменная (шумовая) составляющая выходного напряжения СН рис. 1б в  $N_1$ -раз больше, чем напряжение шумов  $u_{\text{ш}}$  источника опорного напряжения, где

$$N_1 = 1 + \frac{R_1}{R_2} \geq 1. \quad (5)$$

Для уменьшения напряжения шумов на выходе СН рис. 1б, как правило, вводится корректирующая емкость  $C1$ , эквивалентная постоянная времени которой

$$\tau_1 \approx C_1 \frac{R_{н.эКВ}}{1+T}, \quad (6)$$

Как следует из (6), для получения больших значений  $\tau_1$ , т.е. эффективного подавления низкочастотных помех и шумов, приходится выбирать достаточно большие значения емкости конденсатора  $C1$ , так как  $R_{н.эКВ} (1+T)^{-1} \rightarrow 0$ . Во многих случаях это неприемлемо, так как из-за существенных геометрических размеров конденсатора  $C1$  он не всегда может располагаться на подложке «системы на кристалле» и/или «системы в корпусе».

На рисунке 2 представлены архитектуры цепей собственной компенсации шумов ИОН с интегрирующим (а) и дифференцирующим (б) RC-фильтрами.

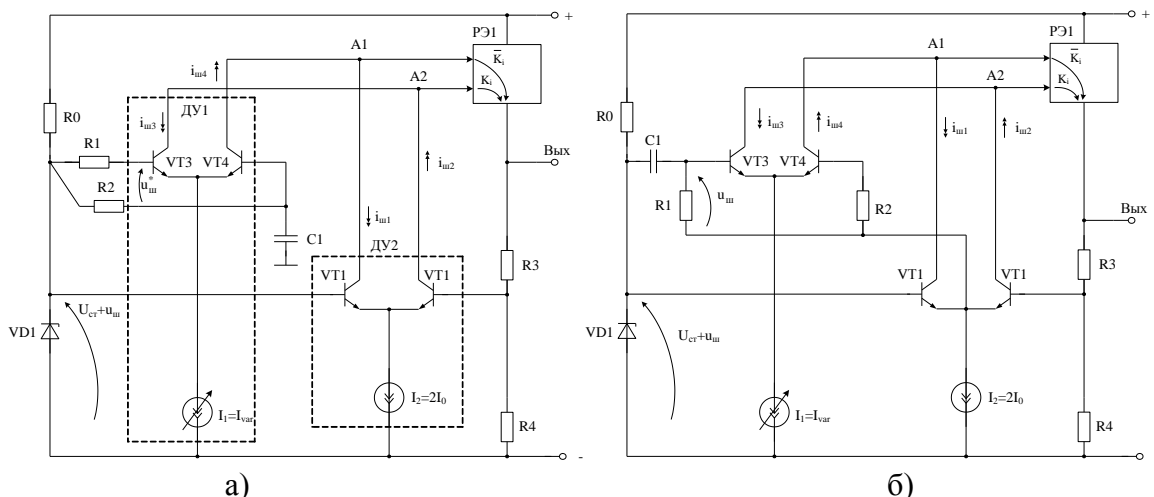


Рис. 2 Методы собственной компенсации шума источника опорного напряжения с интегрирующим (а) и дифференцирующим (б) RC-фильтром

Будем считать, что постоянная времени конденсатора  $C1$  в схеме рис. 2а выбрана такой, что в анализируемом частотном диапазоне шумов (помех, наводок) напряжение  $u_{\text{ш}}^*$  между входами дифференциального усилителя ДУ2 равно напряжению шумов  $u_{\text{ш}}$  между

входами усилителя сигнала рассогласования ДУ1, т.е.  $u_{ш}^* \approx u_{ш}$ . В этом случае входные токи  $i_1$  и  $i_2$  регулирующего элемента (РЭ):

$$i_1 = i_{к1} - i_{к4}, \quad (7)$$

$$i_2 = i_{к2} - i_{к3}, \quad (8)$$

где

$$i_{к1} = i_{к2} = \frac{u_{ш}}{h_{11.1} + h_{11.2}}, \quad (9)$$

$$i_{к3} = i_{к4} = \frac{u_{ш}^*}{h_{11.3} + h_{11.4}}. \quad (10)$$

Если обеспечить равенства  $h_{11.1} = h_{11.2} = h_{11.3} = h_{11.4}$ , то на входах 1 и 2 и, следовательно, на выходе СН будет отсутствовать переменное напряжение шума, связанное с шумом источника опорного напряжения ИОН. В то же время для постоянной составляющей выходного напряжения СН справедливо уравнение

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right), \quad (11)$$

так как дополнительный усилитель ДУ1 не влияет на работу схемы в статическом режиме.

На рис. 3 показаны результаты моделирования схемы рис. 2а в САПР Cadence Virtuoso на моделях 0,6 мкм БИКМОП техпроцесса ХВ06 фирмы «X-Fab».

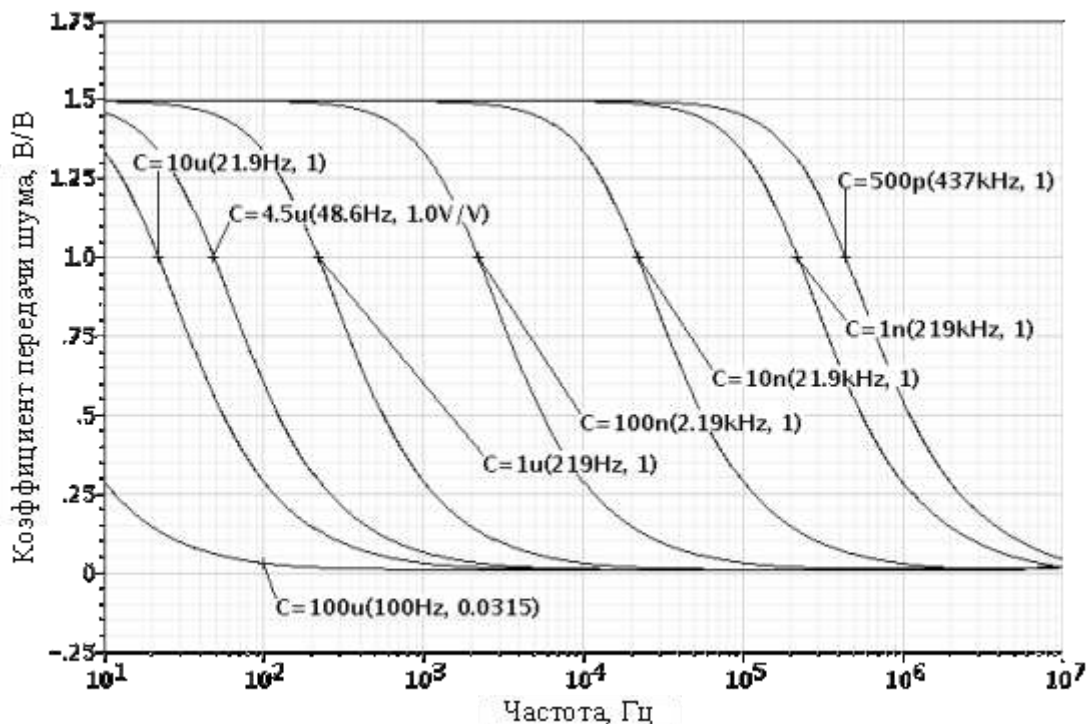


Рис. 3 Коэффициент передачи шума схемы рис. 2а от источника опорного напряжения на выход при различных емкостях  $C_1$

Была снята зависимость коэффициента передачи шума СН от источника опорного напряжения ИОН к выходу СН при значениях емкости корректирующего конденсатора  $C_1$ , изменяющегося в пределах от 500пФ до 100мкФ. Из этого рисунка следует, что при увеличении емкости корректирующего конденсатора  $C_1$  расширяется в сторону низких частот диапазон ослабления шумов источника опорного напряжения. Так, при  $C_1=100$  мкФ можно наблюдать ослабление шумов больше в четыре раза в диапазоне от 10 Гц до 10 МГц.

Таким образом, в предлагаемой схеме рис. 2а обеспечивается подавление переменных шумов, помех и наводок, присутствующих в выходном напряжении опорного источника ИОН. При этом диапазон частот, в котором это подавление обеспечивается, зависит от численных значений постоянной времени  $\tau_1 = R_4 C_1$ . Учитывая, что резистор  $R_4$  может иметь значения сопротивлений в единицы-десятки кОм, можно сделать вывод о том, что численные значения емкости конденсатора  $C_1$ , обеспечивающего эффективное подавление шумов  $u_{ш}$  в заданном диапазоне частот, в предлагаемой схеме в  $N_c$ -раз меньше, чем в классическом СН, где

$$N_c = \frac{R_4}{R_{н.э.кв}} T \gg 1. \quad (12)$$

Следовательно, при одинаковых значениях емкости конденсатора  $C_1$  в схемах рис. 1б и рис. 2 предлагаемые цепи компенсации обеспечивают более эффективное подавление шумов ИОН.

На рис. 4 представлена зависимость выходного и входного шума (или помехи) от частоты при емкости корректирующего конденсатора  $C_1=4,5\text{мкФ}$  в СН рис. 2а. На частоте 50 Гц выходной шум равен входному, а выше по частоте он начинает уменьшаться, достигая значения шума в 1,66 раза меньше, чем входной шум на частоте 100 Гц и 76,6 раза на частоте 10 кГц.

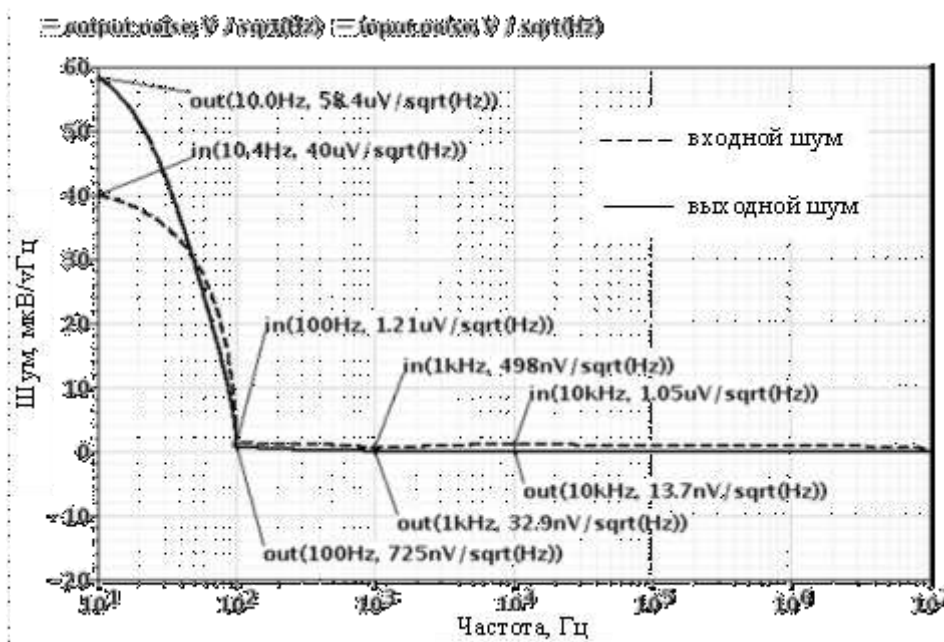


Рис. 4 Выходной шум схемы рис. 2а при емкости  $C_1=4,5\text{мкФ}$

Таким образом, компьютерное моделирование подтверждает результаты качественного анализа. Реализация методов собственной компенсации шумовой составляющей источника опорного питания позволяет существенно понизить коэффициент шума в сравнении с классической схемой СН при сравнительно небольших значениях емкости корректирующего конденсатора.

Статья подготовлена при выполнении НИР по теме «Разработка и исследование аналоговой электронной компонентной базы нового поколения для систем связи, радиоэлектроники и технической кибернетики» в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 - 2013 годы»

## Литература

1. Дворников О.В., Чеховский В.А., Крутччинский С.Г., Щекин Д.А., Щербинин И.П., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Импортозамещающие практические разработки и проекты ИС на базе радиационностойкого АБМК // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем : сб. науч. трудов всерос. науч.- практ. конф. М. : ИППМ РАН, 2006, С. 200-205
2. Будяков А.С., Прокопенко Н.Н., Савченко Е.М., Крутччинский С.Г., Старченко Е.И. Опыт разработки и моделирования аналоговых микросхем с предельными параметрами на базе Российских биполярных технологий // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем : сб. науч. трудов всерос. науч.- практ. конф. М. : ИППМ РАН, 2006, С. 206-211
3. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Манжула В.Г. Особенности проектирования дифференциальных усилителей с повышенным коэффициентом усиления при низкоомной нагрузке // Научно-технические ведомости СПбГПУ «Информатика, Телекоммуникации и управление». 2010. № 103. С. 39-42.
4. Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Манжула В.Г. Метод повышения коэффициента усиления SiGe-операционных усилителей с низковольтным питанием // Научно-технические ведомости СПбГПУ «Информатика, Телекоммуникации и управление». 2010. № 103. С. 58-62.
5. Прокопенко Н.Н., Коабасюк Н.В., Серебряков А.И., Метод собственной компенсации импедансов пассивной коллекторной нагрузки в широкополосных усилителях // Успехи современной радиоэлектроники. Зарубежная радиоэлектроника. 2011. № 9. С. 71-76.