

УДК 621.3.087.92

СПОСОБЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Бормонтов Е.Н., Сухотерин Е.В., Колесников Д.В., Неvezhin Е.В.

ГОУ ВПО «Воронежский государственный университет», Воронеж, e-mail: edu@main.vsu.ru

Процесс эволюции субмикронной микроэлектроники постоянно ужесточает требования к стабильности параметров интегральных схем. При этом пространственные и временные флуктуации параметров технологического процесса приводят к наличию значительного разброса параметров элементов. Задача разработки и создания решений, приводящих к минимизации неидеальностей технологии, несомненно, является актуальной. В статье рассматривается применение аппарата чувствительности для оценки отклонений выходных параметров СФ-блока на примере источника опорного напряжения (ИОН) в рамках БиКМОП технологического процесса 0,18 мкм. Получены аналитические выражения чувствительностей выходного напряжения к вариациям параметров элементов типичной архитектуры ИОН. На основе приведенных выражений рассчитаны среднеквадратические отклонения выходного напряжения, вносимые отклонением токов МОП-транзисторов и разбросом номиналов резисторов. Сравнение расчетных значений с результатами моделирования методом Монте-Карло показало высокую эффективность аппарата чувствительности при анализе прецизионного источника опорного напряжения и позволило выявить способы уменьшения величины разброса выходного напряжения ИОН.

Ключевые слова: источник опорного напряжения, чувствительность, среднеквадратическое отклонение, КМОП технологии

METHOD FOR STABILIZING MAIN OF PARAMETRICS VOLTAGE REFERENCE

Bormontov E.N., Sukhoterina E.V., Kolesnikov D.V., Nevezhin E.V.

The Voronezh State University, Voronezh, e-mail: edu@main.vsu.ru

In submicron microelectronics spatial and temporal fluctuations of process parameters lead to a significant variation of parameters of elements. The article discusses the use of the sensitivity for assessing deviations of output parameters IP-block, as an example, taken reference voltage source within the BiCMOS 0,18 micron process. Analytical expressions of sensitivities of output voltage to variations in the parameters of elements typical architecture of reference voltage source were obtained. On the basis of the considered expressions, standard deviations of the output voltage were calculated, depending on current deviation introduced by the MOS transistors and the resistors scatter. Comparison of the calculated values with the results of Monte Carlo simulations shows the high efficiency of the device sensitivity during analysis of the precision voltage reference. It is possible to reveal ways to reduce the magnitude of the output voltage variation of reference voltage source.

Keywords: voltage reference, sensitivity, standard deviation, CMOS process.

Стабилизатор напряжения с низким падением напряжения на регулирующем элементе может применяться в самых разнообразных устройствах, таких как сетевые платы, системы беспроводной связи, декодеры кабельного телевидения, медицинское и промышленное оборудование, ноутбуки и т.д.

Основными источниками погрешностей стабилизатора напряжения являются следующие его блоки: источник опорного напряжения (ИОН), регулирующий элемент, усилитель ошибки, резистивный делитель. При этом именно ИОН в основном определяет точность выходного напряжения стабилизатора.

Отклонения значений параметров элементов интегральных схем от номинальной величины являются следствием пространственных и временных флуктуаций технологического процесса. При этом целесообразно разделить разброс параметров элементов в пределах одного кристалла (локальный разброс или рассогласование параметров) с одной стороны и между элементами, расположенными на разных кристаллах (глобальный разброс или групповые отклонения) – с другой. В связи с тем, что разброс

характеристик элементов носит случайный характер, для оценки его влияния на точность функционального блока следует использовать статистический подход [3]. Он позволяет решить следующие задачи:

- получить максимальный процент выхода годных кристаллов (снизить долю параметрического брака) путем оптимального выбора размеров элементов и их взаимного расположения, а также электрической схемы, малочувствительной к разбросу параметров элементов;
- достичь максимальной параметрической надежности проектируемых ИС;
- снизить риски неоптимального проектирования.

Основным инструментом статистического анализа электронных схем является численный метод Монте-Карло. Он определяет статистику выходных параметров с высокой степенью достоверности при различных распределениях параметров отдельных элементов. Однако, как и большинство численных методов, он обладает двумя существенными недостатками: наряду с немалыми требованиями к вычислительным

ресурсам, он не дает сведений о тенденциях в поведении характеристик схемы при изменении исходных номинальных значений ее элементов. В связи с этим возрастает интерес к аналитическим подходам, в том числе основанным на понятии чувствительности схемы к малым отклонениям номиналов.

Используя аппарат чувствительности, оценим точность основного блока стабилизатора напряжения – источник опорного напряжения. Типичная схема ИОН в КМОП-исполнении приведена на рис. 1. В его состав входят резисторы R1, R2, биполярные транзисторы Q1-Q3, МОП транзисторы M1-M3 и операционный усилитель A1. Предполагаем, что статистические характеристики параметров элементов заданы.

Отклонение опорного напряжения ΔU_{out} от номинального значения U_{out} равно сумме величин группового отклонения технологического процесса ($\Delta U_{out,proc}$)

и разброса рассогласования элементов ($\Delta U_{out,mism}$) [5]:

$$\Delta U_{out} = \Delta U_{out,proc} + \Delta U_{out,mism}, \quad (1)$$

причем

$$\Delta U_{out,proc} = \sum_i P_i \sum_j S_{ij};$$

$$\Delta U_{out,mism} = \sum_i \sum_j M_{ij} S_{ij},$$

где P_i – групповое отклонение элементов i -й группы; M_{ij} – отклонение рассогласования j -го элемента i -й группы; S_{ij} – чувствительность j -го элемента, принадлежащего i -й группе.

Тогда дисперсия опорного напряжения может быть выражена так:

$$D[\Delta U_{out}] = D[\Delta U_{out,proc}] + D[\Delta U_{out,mism}] = \sum_i \sigma_{P_i}^2 \left(\sum_j S_{ij} \right)^2 + \sum_i \sum_j (\sigma_{M_{ij}} S_{ij})^2. \quad (2)$$

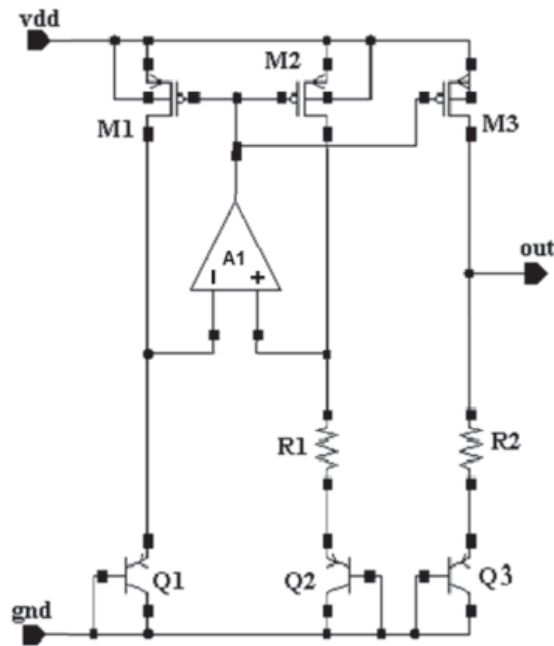


Рис. 1. Схема источника опорного напряжения

Среднеквадратическое отклонение U_{out} соответственно равно:

$$\sigma_{U_{out}} = \sqrt{\sum_i \sigma_{P_i}^2 \left(\sum_j S_{ij} \right)^2 + \sum_i \sum_j (\sigma_{M_{ij}} S_{ij})^2}, \quad (3)$$

где σ_{P_i} – среднеквадратическое отклонение элементов i -й группы при учете отклонения технологического процесса; $\sigma_{M_{ij}}$ – среднеквадратическое отклонение j -го элемента i -й группы при учете рассогласования элементов.

В статье рассматривается только влияние рассогласования элементов, а именно МОП-транзисторов и резисторов, на выходное напряжение ИОН.

В числе основных данных, описывающих статистические характеристики эле-

ментов, обычно доступны стандартные отклонения номиналов резисторов и токов стока МОП-транзисторов при заданных значениях напряжения затвор-исток. Через эти характеристики и следует выразить выходное напряжение источника. Это напряжение, очевидно, равно:

$$U_{out} = I_{M3}R_2 + U_{БЭ3}. \quad (4)$$

Для контура, включающего входы операционного усилителя $A1$, резистор $R1$ и биполярные транзисторы $Q1$, $Q2$, справедливо соотношение

$$(I_{M2}R1 + U_{БЭ2}) - (U_{БЭ1}) = 0. \quad (5)$$

Используя зависимость тока эмиттера биполярного транзистора от напряжения база-эмиттер:

$$I_{ei} = m_i I_0 e^{\frac{U_{БЭ}}{V_t}}, \quad (6)$$

где $V_t = k \cdot T/q$ – тепловой потенциал; I_0 – тепловой ток биполярного транзистора; m_i – характеризует количество параллельно включенных биполярных транзисторов с заданной площадью эмиттера.

Пусть для биполярного транзистора $Q1$ $m_1 = 1$, а для $Q2$ $m_2 = m$. Учитывая, что $I_{Mi} = I_{ei}$.

$$U_{БЭ1} - U_{БЭ2} = V_t \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right). \quad (7)$$

Тогда на основе (5, 7) для тока стока транзистора $M2$ можно получить

$$I_{M2} = \frac{V_t \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right)}{R_1}, \quad (8)$$

если ток I_{M3} представить следующим образом:

$$I_{M3} = \frac{I_{M3}}{I_{M2}} I_{M2} = \frac{I_{M3}}{I_{M2}} \frac{V_t \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right)}{R_1}, \quad (9)$$

то напряжение база-эмиттер биполярного транзистора $Q3$ будет равно

$$U_{БЭ3} = V_t \ln \left(\frac{\frac{I_{M3}}{I_{M2}} V_t \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right)}{R_1 I_0} \right). \quad (10)$$

В этих условиях, подставим (9), (10) в (4), выходное напряжение приобретает следующий вид:

$$U_{out} = \frac{I_{M3}}{I_{M2}} \frac{R_2}{R_1} V_t \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right) + V_t \ln \left(\frac{\frac{I_{M3}}{I_{M2}} V_t \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right)}{R_1 I_0} \right). \quad (11)$$

Полуотносительные чувствительности к токам [1]:

$$S_{I_{M1}}^{U_{out}} = I_{M1} \frac{dU_{out}}{dI_{M1}} = \frac{V_t}{\ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right)} + V_t \frac{R_2}{R_1} \frac{I_{M3}}{I_{M2}}; \quad (12a)$$

$$S_{I_{M2}}^{U_{out}} = -V_t - \frac{V_t}{\ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right)} - V_t \frac{R_2}{R_1} \frac{I_{M3}}{I_{M2}} - V_t \frac{R_2}{R_1} \frac{I_{M3}}{I_{M2}} \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right); \quad (12b)$$

$$S_{I_{M3}}^{U_{out}} = V_t + V_t \frac{R_2}{R_1} \frac{I_{M3}}{I_{M2}} \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right). \quad (12b)$$

И к резисторам:

$$S_{R1}^{U_{out}} = -V_t - V_t \frac{R_2}{R_1} \frac{I_{M3}}{I_{M2}} \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right); \quad (13a)$$

$$S_{R2}^{U_{out}} = V_t \frac{R_2}{R_1} \frac{I_{M3}}{I_{M2}} \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right). \quad (13b)$$

Полученные выражения следует рассматривать при определенном соотношении между резисторами, обеспечивающем фор-

мирование «купола» [2, 3] выходного напряжения в нужном диапазоне температур. Оно задается условием экстремума

$$\left. \frac{dU_{out}}{dT} \right|_{T=T_0} = \frac{I_{M3}}{I_{M2}} \frac{R_2}{R_1} \frac{k}{q} \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right) + \left. \frac{dU_{БЭЗ}}{dT} \right|_{T=T_0} = 0,$$

откуда

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{\left. \frac{dU_{БЭЗ}}{dT} \right|_{T=T_0}}{\frac{k}{q} \frac{I_{M3}}{I_{M2}} \ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right)}. \quad (14)$$

С учетом этого условия (14) выражения для чувствительностей (12), (13) принимают следующий вид:

$$S_{I_{M1}}^{U_{out}} = \left(V_t - T \left. \frac{dU_{БЭЗ}}{dT} \right|_{T=T_0} \right) \frac{1}{\ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right)}; \quad (15a)$$

$$S_{I_{M2}}^{U_{out}} = - \left(V_t - T \left. \frac{dU_{БЭЗ}}{dT} \right|_{T=T_0} \right) \left(1 + \frac{1}{\ln \left(\frac{I_{M1}}{I_{M2}} m \right)} \right); \quad (15б)$$

$$S_{I_{M3}}^{U_{out}} = V_t - T \left. \frac{dU_{БЭЗ}}{dT} \right|_{T=T_0}; \quad (15в)$$

$$S_{R1}^{U_{out}} = T \left. \frac{dU_{БЭЗ}}{dT} \right|_{T=T_0} - V_t; \quad (16a)$$

$$S_{R2}^{U_{out}} = -T \left. \frac{dU_{БЭЗ}}{dT} \right|_{T=T_0}. \quad (16б)$$

с (3) вместе с результатами моделирования методом статистических испытаний в среде Cadence.

Таблица 1

Среднеквадратическое отклонение выходного напряжения, вносимое отклонением тока МОП-транзисторов

Параметр	Расчет	Моделирование
$\sigma_{I_{M1}}^{U_{out}}$	1,32 мВ	1,31 мВ
$\sigma_{I_{M2}}^{U_{out}}$	4,06 мВ	4,00 мВ
$\sigma_{I_{M3}}^{U_{out}}$	2,74 мВ	2,67 мВ
$\sigma_I^{U_{out}}$	5,07 мВ	5,03 мВ

Используя выражения (15), (16), рассчитаем отклонение выходного напряжения ИОН, вносимое рассогласованием токов МОП-транзисторов M1-M3 и номиналов резисторов R1, R2.

Известно, что среднеквадратическое отклонение тока интегральных МОП-транзисторов задается следующим выражением:

$$\sigma \left(\frac{\Delta ID}{ID} \right) = \frac{AID_{V_x}}{\sqrt{W \cdot L}},$$

где W, L – ширина и длина канала МОП транзистора соответственно; $V_x = V_{GS} - V_{TH}$ – разность затвор-исток и порогового напряжений МОП транзистора; AID_{V_x} – среднеквадратическое отклонение тока на единицу площади затвора.

Значение AID_{V_x} зависит от разности напряжения затвор-исток и порогового напряжения МОП-транзистора. Типичное значение AID_{V_x} при $V_x = 0,2$ В для рассматриваемой схемы составляет $5,68 \cdot 10^{-6}$ (%·мкм).

В табл. 1 приведены результаты расчета стандартного отклонения выходного напряжения для отдельного и суммарного влияния рассогласований токов в соответствии

Гистограмма значений выходного напряжения для этого случая приведена на рис. 2.

Среднеквадратическое отклонение номиналов резисторов задается следующим выражением:

$$\sigma \left(\frac{\Delta R}{R} \right) = \frac{AR}{\sqrt{W \cdot L}},$$

где W, L – ширина и длина резистора соответственно; AR – среднеквадратическое отклонение номинала резистора на единицу площади.

В реальном проекте ИОН резистор R1 имел параметры $W = 2$ мкм, $L = 30$ мкм, и R2 с параметрами $W = 2$ мкм, $L = 250$ мкм, при величине $AR = 1,2 \cdot 10^{-8}$ мкм. Рассчитанные значения среднеквадратического

отклонения сведены в табл. 2, там же отображены результаты моделирования Монте-Карло. Гистограмма значений выходного напряжения для этого случая приведена на рис. 3.

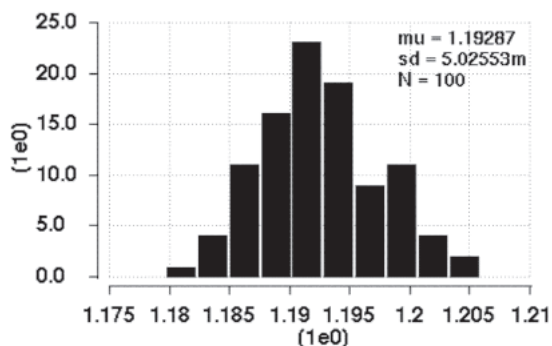


Рис. 2. Гистограмма, иллюстрирующая разброс выходного напряжения ИОН при рассогласовании МОП-транзисторов

Таблица 2

Среднеквадратическое отклонение выходного напряжения, вносимое отклонением номиналов резисторов

Параметр	Расчет	Моделирование
$\sigma_{R1}^{U_{out}}$	0,744 мВ	0,765 мВ
$\sigma_{R2}^{U_{out}}$	0,244 мВ	0,242 мВ
$\sigma_R^{U_{out}}$	0,783 мВ	0,801 мВ

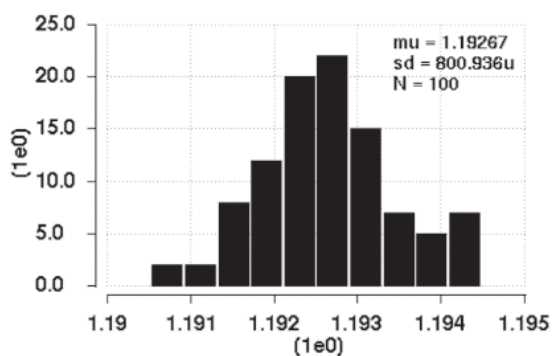


Рис. 3. Гистограмма, иллюстрирующая разброс выходного напряжения ИОН при рассогласовании резисторов (при построении использован метод Monte-Carlo).

Проведенный анализ схемы ИОН с использованием аппарата чувствительности приводит к следующим выводам:

– как следует из (15), (16) одним из основных факторов, вносящих вклад в ве-

личину разброса опорного напряжения, является величина температурного коэффициента напряжения база-эмиттер биполярных транзисторов;

– уменьшить влияние рассогласования токов МОП-транзисторов ($M1-M3$) на выходное напряжение ИОН можно двумя путями: увеличением коэффициента m (отношение площадей эмиттеров биполярных транзисторов S_{Q1}/S_{Q2}), либо увеличением отношения токов I_{M1}/I_{M2} ;

– сравнение расчетных значений с результатами моделирования методом Монте-Карло показало высокую точность оценки отклонения, полученное с использованием аппарата чувствительности.

Список литературы

1. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей // Будапешт, 1971, пер. с англ.; под ред. Ю.Л. Хотунцева. – М.: «Сов. Радио», 1973. – 200 с.
2. Гребен А.Б. Проектирование аналоговых интегральных схем. – М.: Энергия, 1972. – 255 с.
3. Денисенко В.В. Компактные модели МОП-транзисторов для SPICE в микро- и нанoeлектронике. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. – 408 с.
4. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. / С. Соклоф, А. Федоров // пер. с англ. А.Б. Перевезенцева; под ред. В.Д. Вернера. – М.: Изд-во «Мир», 1988. – 583 с.
5. Herbst S. A Low-Noise Bandgap Voltage Reference Employing Dynamic Element Matching // Massachusetts institute of technology. – 2011. – P. 109.

References

1. Gekher K. Teorija chuvstvitel'nosti i dopuskov ehlektronnykh cepejj // Budapesht, 1971, per. s angl. [pod red. Ju.L. Khotunceva]. M.: «Sov. Radio», 1973. 200 p.
2. Greben A.B. Proektirovanie analogovykh integral'nykh skhem. M.: Ehnergija, 1972. 255 p.
3. Denisenko V.V. Kompaktnye modeli MOP-tranzistorov dlja SPICE v mikro- i nanoehlektronike // M.: FIZMATLIT, 2010. 408 p.
4. Soklof S. Analogovye integral'nye skhemy. / S. Soklof, A. Fedorov // per. s anglijskogo A. B. Perevezenceva, [pod red. V. D. Vernera]. M.: Izdatel'stvo «Mir», 1988. 583 p.
5. Herbst S. A Low-Noise Bandgap Voltage Reference Employing Dynamic Element Matching // Massachusetts institute of technology, 2011. pp. 109.

Рецензенты:

Петров Б.К., д.т.н., профессор кафедры физики полупроводников и микроэлектроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж;

Строгонов А.В., д.т.н., профессор кафедры полупроводниковой электроники и нанoeлектроники Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж.

Работа поступила в редакцию 26.03.2014.