

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННОГО РАЗБРОСА БЛОКА ИНТЕГРАЛЬНОГО ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ ФАПЧ

Зайцев А.А.

Национальный исследовательский университет «Московский Институт Электронной Техники», Москва, Россия

Ключевые слова: синтезатор частот на базе ФАПЧ, петлевой фильтр, частота полосы пропускания, запас по фазе, производственный разброс.

Аннотация. Рассмотрены типовые схемы блока петлевого фильтра синтезатора частот на базе контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Рассмотрены характеристики и представлены выражения для расчета элементов петлевого фильтра. Рассмотрены основные причины производственного разброса стандартного процесса производства КМОП-микросхем. Представлены результаты моделирования изменения частоты полосы пропускания и запаса по фазе разомкнутого контура ФАПЧ вследствие производственного разброса.

STUDY OF THE IMPACT OF PROCESS VARIATIONS OF AN INTEGRAL LOOP FILTER ON A PLL FREQUENCY SYNTHESIZER PERFORMANCE

Zaytsev A.A.

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

Keywords: PLL frequency synthesizer, loop filter, loop bandwidth, phase margin, process variations.

Abstract. The typical loop filter circuits of a phase-locked loop (PLL) frequency synthesizer are considered. The loop filter characteristics are considered and expressions for calculating the loop filter elements are presented. The main causes of process variations in the integrated circuits CMOS technology are considered. The results of simulation of changes in the bandwidth and phase margin of an open-loop PLL due to process variations are presented.

Введение

В течение последних десятилетий развитие КМОП-технологии направлено на стремление удовлетворить потребность производителей интегральных микросхем к повышению плотности интеграции и вычислительной мощности. Изначально КМОП-технология в основном была предназначена для производства цифровых микросхем, но затем КМОП-технология постепенно также стала основной при производстве аналоговых микросхем. Стало возможным разместить на одном кристалле большее количество цифровых и аналоговых функциональных блоков, что привело к появлению класса микросхем, получивших название «система на кристалле». Особенность производства микросхем такова, что стоимость кристалла зависит не от количества используемых функциональных блоков, а в основном от используемой технологии и площади кристалла и только незначительно

зависит от сложности схемы. Таким образом, производители «систем на кристалле» стремятся создать высоко интегрированные решения требуемой функциональности с применением массовых и дешевых КМОП-технологий.

С появлением КМОП-технологий менее 100 нм разработчики аналоговых функциональных блоков микросхем сталкиваются с множеством проблем, в частности увеличением производственного разброса. Увеличение производственного разброса вызывает значительные и случайные изменения электрических параметров активных и пассивных элементов от заданных в проекте.

В составе микросхем «систем на кристалле» современных средств вычислительной техники, связи и мультимедиа широко используют синтезаторы частот на базе контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Однако производственный разброс вносит изменения в параметры элементов контура ФАПЧ, например, изменяет импеданс блока петлевого фильтра. В свою очередь импеданс блока петлевого фильтра вместе с параметрами других элементов контура ФАПЧ влияет на частоту полосы пропускания и запас по фазе, являющихся важными проектными характеристиками контура ФАПЧ.

Таким образом, актуальными являются исследования изменений частоты полосы пропускания и запаса по фазе контура ФАПЧ при отклонении значений элементов блока петлевого фильтра вследствие производственного разброса.

Статья организована следующим образом. Представлена типовая структурная схема синтезатора частот на базе контура ФАПЧ. Дан подробный анализ двух типовых схем блока петлевого фильтра. Рассмотрены основные факторы производственного разброса в процессе изготовления КМОП-микросхем. Представлены результаты моделирования изменений частоты полосы пропускания и запаса по фазе разомкнутого контура ФАПЧ вследствие производственного разброса. Заключение завершает статью.

Типовая схема синтезатора частот на базе контура ФАПЧ

В блоках синтезаторов частот на базе контура ФАПЧ в качестве источника опорной частоты используют кварцевый резонатор, имеющий стабильную частоту и хорошие шумовые характеристики.

Типовая структурная схема синтезатора частот на базе контура ФАПЧ представлена на рисунке 1 [1-6]. Импульсный частотно-фазовый детектор (ИЧФД), сравнивает фазы импульсов опорной частоты F_{REF} и частоты обратной связи F_{DIV} и вырабатывает один из импульсов U_p или D_n в зависимости от знака обнаруженной фазовой разности. Длительность импульсов U_p и D_n соответствует разнице во времени между фронтами соседних импульсов F_{REF} и F_{DIV} . По сигналам U_p и D_n блок управляемого источника тока (УИТ) вырабатывает импульсы тока I_0 соответствующей полярности и длительности. В результате среднее значение тока I_0 пропорционально фазовой разности сигналов F_{REF} и F_{DIV} . Импульсы тока I_0 поступают на элементы блока петлевого фильтра (ПФ), где заряд, вносимый импульсами тока I_0 , интегрируется на емкостной составляющей блока ПФ.

Таким образом, осуществляется преобразование интервалов фазовой разницы сигналов F_{REF} и F_{DIV} в изменение управляющего напряжения V_{VCO} . Под управлением напряжения V_{VCO} на выходе блока генератора, управляемого напряжением (ГУН) формируется сигнал выходной частоты F_{VCO} . Также сигнал частоты F_{VCO} поступает на блок делителя частоты (ДЧ), где делится на коэффициент N для формирования сигнала частоты обратной связи F_{DIV} .

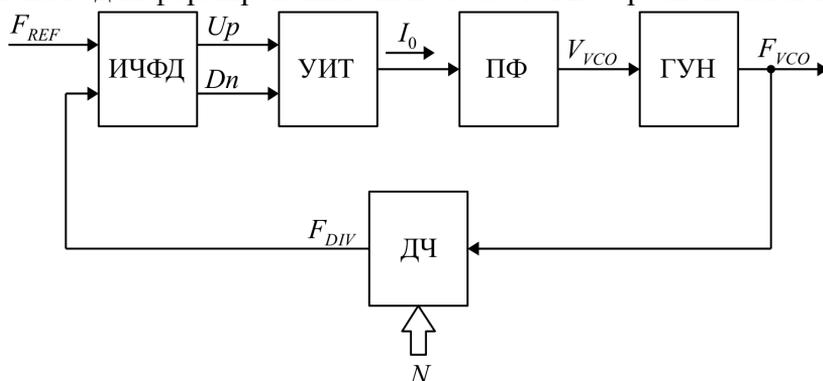


Рис. 1. Типовая структурная схема синтезатора частот на базе контура ФАПЧ

Таким образом, контур ФАПЧ замыкается и образуется отрицательная обратная связь, которая автоматически изменяет напряжение V_{VCO} так, чтобы фаза сигнала F_{DIV} (т. е. деленная на N частота F_{VCO}) совпала с фазой сигнала F_{REF} и, тем самым, контур ФАПЧ вошел в синхронизм. Так как фаза – интеграл от частоты, это означает, что частоты также будут равны. Умножение значения опорной частоты F_{REF} на коэффициент N обеспечивается соответствующим делением выходной частоты F_{VCO} в блоке ДЧ при формировании F_{DIV} [1-6].

Сигнал напряжения V_{VCO} состоит из компоненты постоянного напряжения с малой наложенной компонентой переменного напряжения. В установившемся режиме автоподстройки частоты F_{VCO} длительность импульсов сигналов Up и Dn , и, соответственно, импульсов тока I_0 , стремится к нулю и компонента переменного напряжения практически отсутствует. При этом блок ПФ сохраняет значение напряжения V_{VCO} , обеспечивающее требуемые частоту и фазу сигнала F_{VCO} . В результате частота F_{VCO} равна:

$$F_{VCO} = NF_{REF}.$$

Используя блоки ИЧФД и УИТ, рассматриваемый контур ФАПЧ имеет неограниченный диапазон захвата фазы и теоретически разность фаз между F_{REF} и F_{DIV} равна нулю, когда ФАПЧ в синхронизме [1-5].

Частота полосы пропускания ω_{0PLL} контура ФАПЧ определяет его статическую и динамическую характеристики. На выбор частоты полосы пропускания ω_{0PLL} влияют следующие факторы. Во-первых – требуемое подавление помех, вызванных импульсным характером управления, собственными шумами ГУН и других элементов (статическая характеристика). Во-вторых – обеспечение приемлемой длительности и одновременно устойчивости переходного процесса автоподстройки

синтезируемых частот (динамическая характеристика). Для большего подавления нежелательных компонент переменного напряжения в напряжении V_{VCO} частота полосы пропускания ω_{0PLL} контура ФАПЧ должна быть настолько низкой насколько возможно, в то время как для динамической характеристики должно быть наоборот. Это показывает главную проблему при проектировании контура ФАПЧ – компромисс при выборе частоты полосы пропускания [1-5].

Запас по фазе φ_{0PLL} контура ФАПЧ оценивается на частоте полосы пропускания. Запас по фазе оказывает меньше влияния на статическую и динамическую характеристики, чем частота полосы пропускания, но является мерой устойчивости контура ФАПЧ и оказывает значительное влияние на колебательность переходных процессов [1-5].

Частота полосы пропускания контура ФАПЧ зависит от значения тока I_0 блока УИТ, импеданса $Z(s)$ блока ПФ, вольт-частотной характеристики ГУН K_{VCO} и коэффициента деления N в цепи обратной связи. Таким образом, именно с помощью амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ) блока ПФ формируют частоту полосы пропускания ω_{0PLL} и запас по фазе φ_{0PLL} контура ФАПЧ, а через это характеристики контура во время переходного процесса и в установившемся режиме.

Анализ типовых схем блока пассивного петлевого фильтра

При построении синтезаторов частот на базе контура ФАПЧ наибольшее распространение получили представленные на рисунке 2 две типовые схемы пассивного ПФ 2-го порядка с последовательным (рис. 2,а) и с параллельным (рис. 2,б) соединением конденсаторов C_P и C_Z [1-6].

Для ПФ на рисунке 2 функция передачи соответствует их импедансу $Z(s)$. Импеданс определяют как изменение напряжения V_{VCO} под воздействием входного тока I_0 . Таким образом, в соответствии с импедансом $Z(s)$ на выходе ПФ формируется напряжение V_{VCO} как результат интегрирования на конденсаторах C_P и C_Z заряда, вносимого в ПФ импульсами тока I_0 . Как было сказано, напряжение V_{VCO} используется для управления выходной частотой блока ГУН.

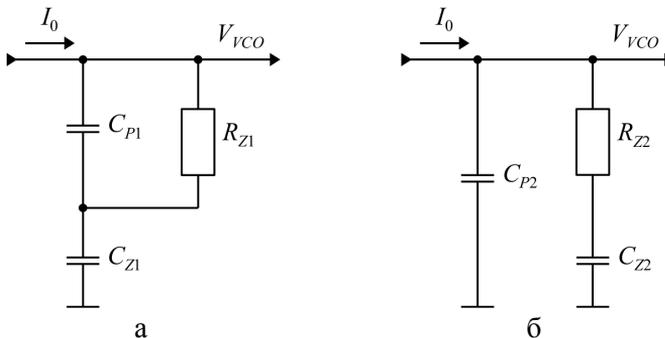


Рис. 2. Типовые схемы пассивного ПФ 2-го порядка: а – с последовательным соединением конденсаторов C_P и C_Z ; б – с параллельным соединением конденсаторов C_P и C_Z

Цепь $R_Z C_Z$ обеспечивает нуль в функции передачи разомкнутого контура ФАПЧ. Это необходимо для осуществления частотно-фазовой коррекции контура с целью обеспечения необходимого запаса по фазе на частоте полосы пропускания ω_{0PLL} . В результате за счет демпфирующего эффекта блока ПФ обеспечивается затухание колебаний во время переходного процесса автоподстройки выходной частоты F_{VCO} [1-5].

Помимо этого, блок ПФ должен обеспечивать ослабление до необходимого уровня пульсации напряжения V_{VCO} , возникающие из-за действия импульсов тока I_0 на каждом такте сравнения в блоке ИЧФД фаз частот F_{REF} и F_{DIV} . Эту функцию в основном обеспечивает конденсатор C_P .

В таблице 1 представлены выражения для расчета импеданса $Z(s)$ блока ПФ: справа – для ПФ на рисунке 2,а, слева – для ПФ рисунке 2,б. В строке 1 таблицы 1 представлен импеданс $Z(s)$, выраженный через постоянные времени нуля τ_Z и полюса τ_P .

На рисунке 3 представлена типовая АФЧХ блоков ПФ по рисунку 2. Как следует из рисунка 3, блок ПФ является инерционным пропорционально-интегрирующим звеном, где ω_Z – частота нуля и ω_P – частота полюса.

С учетом выражений

$$\omega_Z = \frac{1}{\tau_Z} \text{ и } \omega_P = \frac{1}{\tau_P}$$

в строке 2 таблицы 1 представлен импеданс $Z(s)$ выраженный через ω_Z и ω_P .

Табл. 1. Расчет импеданса $Z(s)$ блока ПФ по рисунку 2

	ПФ по рисунку 2,а	ПФ по рисунку 2,б
1	$Z_1(s) = \frac{s\tau_{Z1} + 1}{sC_{Z1}(s\tau_{P1} + 1)},$ $\tau_{Z1} = R_{Z1}(C_{Z1} + C_{P1}) = \frac{1}{\omega_{Z1}},$ $\tau_{P1} = R_{Z1}C_{P1} = \frac{1}{\omega_{P1}}$	$Z_2(s) = \frac{s\tau_{Z2} + 1}{s(C_{P2} + C_{Z2})(s\tau_{P2} + 1)},$ $\tau_{Z2} = R_{Z2}C_{Z2} = \frac{1}{\omega_{Z2}},$ $\tau_{P2} = \tau_{Z2} \frac{C_{P2}}{C_{P2} + C_{Z2}} = \frac{1}{\omega_{P2}}$
2	$Z_1(s) = \left(1 + \frac{C_{P1}}{C_{Z1}}\right) \frac{s + \omega_{Z1}}{sC_{P1}(s + \omega_{P1})},$ $\omega_{Z1} = \frac{1}{R_{Z1}(C_{Z1} + C_{P1})},$ $\omega_{P1} = \omega_{Z1} \left(1 + \frac{C_{Z1}}{C_{P1}}\right)$	$Z_2(s) = \frac{s + \omega_{Z2}}{sC_{P2}(s + \omega_{P2})},$ $\omega_{Z2} = \frac{1}{R_{Z2}C_{Z2}},$ $\omega_{P2} = \omega_{Z2} \left(1 + \frac{C_{Z2}}{C_{P2}}\right)$

Диаграмма АФЧХ блока ПФ также характеризуется частотой ω_{0LF} , величиной максимального запаса по фазе φ_{0LF} и коэффициентом передачи A_{0LF} как ответ на воздействие тока I_0 .

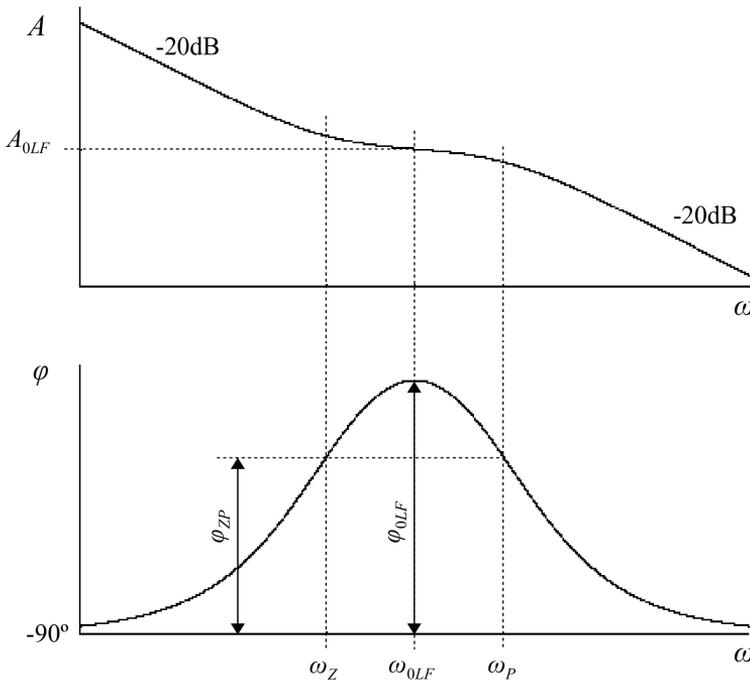


Рис. 3. Типовая амплитудно-фазовая частотная характеристика блока ПФ 2-го порядка

Частота ω_{0LF} является геометрическим средним частот ω_Z и ω_P :

$$\omega_{0LF} = \sqrt{\omega_Z \omega_P} .$$

Частота ω_{0LF} также может быть рассчитана по значениям элементов блока ПФ, как представлено в строке 1 таблицы 2.

Табл. 2. Расчет частоты ω_{0LF} и коэффициента передачи A_{0LF} блока ПФ

	ПФ по рисунку 2,а	ПФ по рисунку 2,б
1	$\omega_{0LF} = \frac{1}{R_{Z1} (C_{P1} + C_{Z1})} \sqrt{\frac{C_{P1} + C_{Z1}}{C_{P1}}}$	$\omega_{0LF} = \frac{1}{R_{Z2} C_{Z2}} \sqrt{\frac{C_{P2} + C_{Z2}}{C_{P2}}}$
2	$A_{0LF1} = I_0 R_{Z1} \frac{C_{Z1} + C_{P1}}{C_{Z1}}$	$A_{0LF2} = I_0 R_{Z2} \frac{C_{Z2}}{C_{Z2} + C_{P2}}$
3	$A_{0LF1} = I_0 R_{Z1} \frac{\omega_P}{\omega_P - \omega_Z}$	$A_{0LF2} = I_0 R_{Z2} \frac{\omega_P - \omega_Z}{\omega_P}$
4	$A_{0LF1} = I_0 R_{Z1} \frac{W_{LF}}{W_{LF} - 1}$	$A_{0LF2} = I_0 R_{Z2} \frac{W_{LF} - 1}{W_{LF}}$

На частоте ω_{0LF} блок ПФ имеет минимальное фазовое запаздывание, т.е. максимальный запас по фазе φ_{0LF} до значения -90 градусов. Значение φ_{0LF} зависит от ширины интервала между частотами ω_Z и ω_P , т. е. от значений емкостей конденсаторов C_Z и C_P :

$$\varphi_{0LF} = \arcsin \frac{C_Z}{C_Z + 2C_P} = \arcsin \frac{\omega_P - \omega_Z}{\omega_P + \omega_Z}.$$

Из этого выражения следует, что запас по фазе φ_{0LF} зависит только от отношения емкостей конденсаторов C_Z и C_P и не зависит от их абсолютного значения. При заданном φ_{0LF} отношение конденсаторов C_Z и C_P определяют как:

$$\frac{C_Z}{C_P} = \frac{2 \sin \varphi_{0LF}}{1 - \sin \varphi_{0LF}}.$$

Введем параметр W_{LF} , характеризующий ширину интервала между частотами ω_Z и ω_P :

$$W_{LF} = \frac{\omega_P}{\omega_Z}.$$

Частота ω_{0LF} связана с частотами ω_Z и ω_P через W_{LF} как:

$$\omega_{0LF} = \omega_Z \sqrt{W_{LF}} \text{ и } \omega_{0LF} = \frac{\omega_P}{\sqrt{W_{LF}}}.$$

Запас по фазе φ_{0LF} , выраженный через W_{LF} , равен:

$$\varphi_{0LF} = \arcsin \frac{W_{LF} - 1}{W_{LF} + 1}.$$

В свою очередь W_{LF} зависит от запаса по фазе φ_{0LF} как:

$$W_{LF} = \frac{1 + \sin \varphi_{0LF}}{1 - \sin \varphi_{0LF}}.$$

Запас по фазе φ_{ZP} , определяемый на частотах ω_Z и ω_P , равен:

$$\varphi_{ZP} = \arctg \frac{C_Z}{C_Z + 2C_P} = \arctg \frac{\omega_P - \omega_Z}{\omega_P + \omega_Z} = \arctg \frac{W_{LF} - 1}{W_{LF} + 1}.$$

На рисунке 4 представлена зависимость запаса по фазе φ_{0LF} от ширины интервала W_{LF} (сверху) и значение $\Delta\varphi_{0LF}$ уменьшения φ_{0LF} при отклонении от частоты ω_{0LF} в 2 раза (снизу).

Как следует из рисунка 4, с увеличением значения W_{LF} от 8 до 24 уменьшение $\Delta\varphi_{0LF}$ для рассмотренного интервала W_{LF} происходит практически линейно. Уменьшение $\Delta\varphi_{0LF}$ составляет от 6,35 до 4,96 градусов от запаса по фазе на частоте ω_{0LF} , что в процентном отношении составляет от 12,4% до 7,4%.

Как было сказано, диаграмма АФЧХ блока ПФ также характеризуется коэффициентом передачи A_{0LF} , определяемым на частоте ω_{0LF} . Коэффициент передачи A_{0LF} зависит от значений элементов блока ПФ и от тока I_0 блока УИТ как представлено в строке 2 таблицы 2. Коэффициент передачи A_{0LF} выраженный через ω_Z и ω_P равен, как представлено в строке 3 таблицы 2, а выраженный через W_{LF} – как представлено в строке 4 таблицы 2.

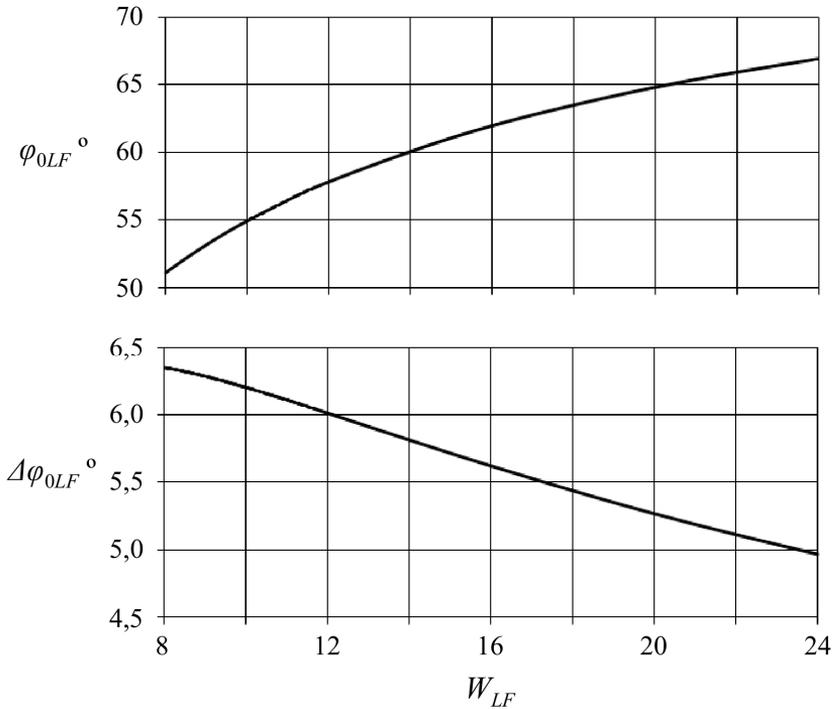


Рис. 4. Зависимость φ_{0LF} от W_{LF} (сверху) и значение $\Delta\varphi_{0LF}$ уменьшения φ_{0LF} при отклонении от ω_{0LF} в 2 раза (снизу)

При заданных ω_Z и ω_P блока ПФ, для обеспечения максимально возможного запаса по фазе замкнутого контура ФАПЧ необходимо, чтобы частота полосы пропускания ω_{0PLL} контура была равна частоте ω_{0LF} блока ПФ. Следовательно, должно выполняться равенство:

$$\frac{A_{0LF} K_{VCO}}{N} = \omega_{0LF},$$

где K_{VCO} – крутизна передаточной характеристики блока ГУН, имеющая размерность (рад/(с·В)). Используя это выражение и строку 3 таблицы 2 получим выражения для R_Z , C_Z и C_P блока ПФ, представленные в строке 1 таблицы 3. Также значения R_Z , C_Z и C_P могут быть получены напрямую для требуемого φ_{0LF} минус параметр W_{LF} как представлено в строке 2 таблицы 3.

Отношение значений емкостей конденсаторов C_Z и C_P связано с частотами ω_Z и ω_P и с шириной интервала W_{LF} как:

$$\frac{C_Z}{C_P} = \frac{\omega_P}{\omega_Z} - 1 = W_{LF} - 1.$$

Таким образом, емкость конденсатора C_P в $W_{LF} - 1$ раз меньше емкости конденсатора C_Z .

Приведем сравнение значений элементов блоков ПФ по рисункам 2,а и 2,б в зависимости от W_{LF} и запаса по фазе φ_{0LF} :

$$\frac{C_{P2}}{C_{P1}} = \frac{C_{Z2}}{C_{Z1}} = \frac{C_{P2} + C_{Z2}}{C_{P1} + C_{Z1}} = \sqrt{\frac{R_{Z1}}{R_{Z2}}} = 1 - \frac{\omega_Z}{\omega_P} = 1 - \frac{1}{W_{LF}} = \frac{2 \sin \varphi_{0LF}}{1 + \sin \varphi_{0LF}}.$$

Табл. 3. Расчет значений R_Z , C_Z , C_P блока ПФ по параметру W_{LF} или по запасу по фазе φ_{0LF}

	ПФ по рисунку 2,а	ПФ по рисунку 2,б
1	$R_{Z1} = \omega_{0LF} \frac{N}{I_0 K_{VCO}} \cdot \frac{W_{LF} - 1}{W_{LF}},$ $C_{Z1} = \frac{1}{\omega_{0LF} R_{Z1}} \cdot \frac{W_{LF} - 1}{\sqrt{W_{LF}}},$ $C_{P1} = \frac{C_{Z1}}{W_{LF} - 1}$	$R_{Z2} = \omega_{0LF} \frac{N}{I_0 K_{VCO}} \cdot \frac{W_{LF}}{W_{LF} - 1},$ $C_{Z2} = \frac{\sqrt{W_{LF}}}{\omega_{0LF} R_{Z2}},$ $C_{P2} = \frac{C_{Z2}}{W_{LF} - 1}$
2	$R_{Z1} = \omega_{0LF} \frac{N}{I_0 K_{VCO}} \cdot \frac{2 \sin \varphi_{0LF}}{1 + \sin \varphi_{0LF}},$ $C_{Z1} = \frac{1}{\omega_{0LF} R_{Z1}} \cdot \frac{2 \sin \varphi_{0LF}}{\sqrt{1 - (\sin \varphi_{0LF})^2}},$ $C_{P1} = C_{Z1} \frac{1 - \sin \varphi_{0LF}}{2 \sin \varphi_{0LF}}$	$R_{Z2} = \omega_{0LF} \frac{N}{I_0 K_{VCO}} \cdot \frac{1 + \sin \varphi_{0LF}}{2 \sin \varphi_{0LF}},$ $C_{Z2} = \frac{1}{\omega_{0LF} R_{Z2}} \cdot \frac{\sqrt{1 + \sin \varphi_{0LF}}}{\sqrt{1 - \sin \varphi_{0LF}}},$ $C_{P2} = C_{Z2} \frac{1 - \sin \varphi_{0LF}}{2 \sin \varphi_{0LF}}$

При интегральной реализации блоков ПФ на кристалле микросхемы наибольшее распространение получила структура ПФ по рисунку 2,б так как в соответствии с представленным выражением эта структура имеет меньшую суммарную емкость конденсаторов C_P и C_Z .

При этом в соответствии с выражением:

$$\frac{R_{Z2}}{R_{Z1}} = \left(\frac{\omega_p}{\omega_p - \omega_z} \right)^2 = \left(\frac{W_{LF}}{W_{LF} - 1} \right)^2 = \left(\frac{1 + \sin \varphi_{0LF}}{2 \sin \varphi_{0LF}} \right)^2$$

сопротивление резистора R_{Z2} превышает сопротивление R_{Z1} .

Емкость конденсатора C_Z выраженная через параметры элементов контура ФАПЧ I_0 , K_{VCO} , N , ω_{0LF} и через W_{LF} равна как представлено в строке 1 таблицы 4. При заданном запасе по фазе φ_{0LF} емкость конденсатора C_Z равна как представлено в строке 2 таблицы 4.

Табл. 4. Расчет емкости конденсатора C_Z через параметры элементов контура ФАПЧ и коэффициент W_{LF} или запас по фазе φ_{0LF}

	ПФ по рисунку 2,а	ПФ по рисунку 2,б
1	$C_{Z1} = \frac{I_0 K_{VCO}}{\omega_{0LF}^2 N} \cdot \sqrt{W_{LF}}$	$C_{Z2} = \frac{I_0 K_{VCO}}{\omega_{0LF}^2 N} \cdot \frac{W_{LF} - 1}{\sqrt{W_{LF}}}$
2	$C_{Z1} = \frac{I_0 K_{VCO}}{\omega_{0LF}^2 N} \cdot \frac{1 + \sin \varphi_{0LF}}{\sqrt{1 - (\sin \varphi_{0LF})^2}}$	$C_{Z2} = \frac{I_0 K_{VCO}}{\omega_{0LF}^2 N} \cdot \frac{2 \sin \varphi_{0LF}}{\sqrt{1 - (\sin \varphi_{0LF})^2}}$

При выполнении условия равенства частоты полосы пропускания контура ω_{0PLL} и частоты ω_{0LF} блока ПФ, для определения частоты полосы пропускания ω_{0PLL} по параметрам элементов контура ФАПЧ используют выражения как представлено в строке 1 таблицы 5.

Табл. 5. Расчет частоты полосы пропускания ω_{0PLL} по параметрам элементов контура ФАПЧ при условии $\omega_{0PLL} = \omega_{0LF}$

	ПФ по рисунку 2,а	ПФ по рисунку 2,б
1	$\omega_{0PLL} = \omega_{0LF} = \frac{I_0 K_{VCO} \cdot R_{Z1} (C_{Z1} + C_{P1})}{N C_{Z1}}$	$\omega_{0PLL} = \omega_{0LF} = \frac{I_0 K_{VCO} \cdot R_{Z2} C_{Z2}}{N C_{Z2} + C_{P2}}$

Таким образом, при заданных значениях тока I_0 , коэффициента деления N и крутизне передаточной характеристики блока ГУН K_{VCO} требуемая частота полосы пропускания ω_{0PLL} контура и запас по фазе φ_{0PLL} обеспечиваются соответствующим импедансом $Z_{LF}(s)$ блока ПФ, т.е. ω_{0LF} и φ_{0LF} . В результате частота ω_{0LF} является компромиссом между быстрым действием контура ФАПЧ и подавлением помех, вызванных импульсным характером управления, собственными шумами ГУН и других элементов [1-5]. Дополнительным требованием к ширине интервала W_{LF} (определяющим запас по фазе φ_{0LF}) является то, что интервал W_{LF} выбирается таким, чтобы гарантировать сохранение устойчивости контура ФАПЧ при изменении значений I_0 , K_{VCO} , C_P , C_Z и R_Z из-за производственного разброса при изготовлении кристалла микросхемы.

Основные факторы производственного разброса в процессе изготовления КМОП-микросхем

В течение последних десятилетий масштабирование КМОП-технологии было направлено на увеличение плотности интеграции, что позволило разместить миллионы транзисторов в составе микросхем со сложными функциями. По мере того, как размеры транзисторов и других элементов, а также межсоединений, продолжали уменьшаться, а размеры пластин увеличиваться, сложность поддержания единообразия процесса производства кристаллов микросхем возрастала. С масштабированием КМОП-технологии за пределы менее 100 нм флуктуации значений параметров транзисторов и других элементов от номинальных спецификаций (так называемый производственный разброс или вариации процесса) резко выросли [7-13].

Производственный разброс происходит из-за физических ограничений и вызван производственной неидеальностью, имеющей множество фундаментальных факторов различной природы в зависимости от физики производственных этапов КМОП-процесса [7, 8, 14, 15].

В КМОП-технологиях менее 100 нм размеры элементов рисунка меньше, чем длина волны света, используемого для экспонирования фоторезиста при формировании элементов рисунка. Метод получения такого рисунка получил название субволновая литография [7-10, 12, 14-17].

Использование субволновой литографии приводит к искажениям из-за дифракции света, называемым эффектами оптической близости [7, 8, 14, 15, 17, 18]. Эффекты оптической близости в свою очередь зависят от компоновки элементов рисунка и приводят к различным вариациям размеров и геометрии элементов рисунка в зависимости от их окружения и ориентации. Субволновая литография является основной причиной шероховатости края и ширины линии элементов рисунка [7, 9, 10, 18]. Изменения, вносимые в макет рисунка для учета этих искажений, известны как коррекция оптической близости [7, 8, 15]. Дополнительным источником вариаций при формировании элементов рисунка являются аберрации объектива [7, 16, 17]. Далее на этапе травления неравномерность травления приводит к дополнительным искажениям формы элементов рисунка [7, 8].

На этапе легирования невозможно равномерно нанести одно и то же небольшое количество атомов легирующей примеси даже на близко расположенные каналы транзисторов. Из-за этого в каналах транзисторов возникают случайные флуктуации количества атомов легирующей примеси [7-13, 17, 18]. Общее количество атомов легирующей примеси для технологии 100 нм составляет несколько сотен [16, 17]. При этом толщина изолятора затвора составляет несколько десятков молекулярных слоев оксида кремния [12]. Таким образом, влияние факторов флуктуаций количества атомов легирующей примеси и слоев изолятора затвора стало значительным [7].

Существуют и другие источники производственного разброса, которые зависят от неравномерности плотности элементов рисунка. Например, во время быстрого термического отжига локальная температура может варьироваться в зависимости от рисунка из-за различий в отражательной способности [7, 8, 11, 15, 18]. Также возможно образование выпуклостей, что во время химико-механической полировки приводит к дополнительным изменениям размеров соответствующих элементов рисунка [7, 8, 11, 16, 19].

Таким образом, производственный разброс является результатом широкого спектра факторов в процессе изготовления, и по мере уменьшения размеров элементов результирующие вариации их параметров становятся более выраженными.

Проявление производственного разброса классифицируют следующим образом: от партии к партии, от пластины к пластине, внутри пластины, между кристаллами из разных партий и пластин или из одной пластины, а также производственный разброс внутри кристалла [7, 10, 14, 16, 19, 20].

Производственный разброс от партии к партии это тенденция среднего значения каких-либо параметров изменяться от одной партии к другой и вызваны дрейфом в работе производственного оборудования и флуктуациями остаточных примесей в используемых материалах (фоторезисте, газах и т. д.) [7, 14, 19]. Производственный разброс от пластины к пластине является результатом различного размещения пластин в производственном оборудовании [7, 14, 16, 19]. Производственный разброс внутри пластины вызван неравномерностью физических эффектов, например, таких как

температурные градиенты, и часто имеют вид плавных радиальных или наклонных узоров [7, 19]. Вариации производственного разброса между кристаллами из разных партий, пластин или из одной пластины, т.е. изготовленных в разное время или же в одно время, но разделенных большим расстоянием, независимы между собой и характеризуют глобальную изменчивость [7, 14, 17, 20].

Производственный разброс внутри кристалла характеризует локальную изменчивость, т.е. различия параметров близко расположенных идентичных элементов. При этом одновременно присутствуют систематические и случайные составляющие [7, 13, 14, 17].

Систематические составляющие производственного разброса повторяются и вызваны пространственной корреляцией между элементами из-за особенностей компоновки [7, 8, 11, 14, 16]. Основными факторами при этом являются эффекты оптической близости, аберрации объектива, неоднородность травления, химико-механической полировки и быстрого термического отжига [11, 14, 16, 20].

Случайные составляющие производственного разброса непредсказуемы и меняются независимо от элемента к элементу, что вызвано остаточными неопределенностями в процессе изготовления. Среди множества этих неопределенностей основными являются флуктуации количества и расположения атомов легирующей примеси, флуктуации толщины изолятора затвора, шероховатости края и ширины линии, неравномерность травления и химико-механической полировки [7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17, 20].

Увеличение производственного разброса соответственно привело к более высоким уровням вариаций параметров элементов, что стало серьезной проблемой при проектировании аналоговых блоков микросхем, а учет фактора случайных вариаций внутри кристалла стал критически важным [12].

Описанные источники производственного разброса и, в особенности, флуктуации легирующей примеси и толщины оксида затвора, шероховатости края и ширины линии приводят к изменениям проектных параметров транзисторов, таких как пороговое напряжение, ширина и длина канала транзистора [7, 8, 10-12, 16, 17]. Фактор случайной составляющей производственного разброса приводит к тому, что идентичные по проекту и близко расположенные транзисторы имеют значительное рассогласование характеристик [9, 10, 13, 17]. При проектировании аналоговых схем, которые исходят из относительного соответствия транзисторов [12, 15], согласование непосредственно соседних транзисторов является решающим фактором, определяющим характеристики схемы. Кроме того, дополнительной проблемой является то, что проектирование схем пониженного энергопотребления приводит к работе транзисторов в режиме близком к пороговому, когда влияние производственного разброса на характеристики транзисторов резко возрастает. Необходимо также отметить, что для КМОП-технологий менее 100 нм утечка затвора транзистора в результате прямого

туннелирования [7, 8] становится значительной и из-за производственного разброса может изменяться почти на порядок [9].

Во время эксплуатации микросхемы транзисторы также изменяют свои характеристики от изменения напряжения питания и температуры, причем за для КМОП-технологий менее 100 нм, эта изменчивость увеличивается [16].

Из литературы хорошо известны схемотехнические и топологические способы уменьшения последствий производственного разброса, а также способы моделирования воздействий производственного разброса, в том числе случайных. Известно, что влияние производственного разброса в согласованных структурах уменьшается обратно пропорционально квадратному корню от количества элементов и их размеров [13]. Исходя из этого, при проектировании согласованных структур аналоговых схем используют элементы с одинаковой геометрией, а также с размерами больше минимальных технологически допустимых. На этапе проектирования топологии широко используют структуры регулярной компоновки, например, массивы-центроиды с окружением конструктивно аналогичными фиктивными элементами [7, 12, 15].

На этапе моделирования схем стандартным методом является угловой анализ по набору вариаций процесса, называемых статистическими угловыми моделями [7, 8, 10, 14]. Статистические угловые модели представляют собой комбинации ожидаемых свойств элементов при перемещении всех соответствующих параметров технологического процесса к некоторому статистическому пределу. При этом предполагают, что вариации влияют систематическим образом, то есть характеристики всех элементов заданного типа однонаправлено смещены от своего проектного значения на фиксированное отклонение. Для изучения влияния случайных составляющих производственного разброса применяют моделирование методом Монте-Карло [7, 8, 14]. Все эти проверки выполняют во всех рабочих областях напряжения питания и температуры.

Таким образом, на этапе проектирования поиск наихудшего случая сочетаний статистических угловых моделей, напряжения питания и температуры необходим не только для обнаружения узких мест в схеме и определения параметрического запаса, но и для получения оценки остаточной неопределенности рабочих характеристик [6-8, 20].

Результаты моделирования изменения частоты полосы пропускания контура ФАПЧ из-за производственного разброса

Синтезаторы частот на базе контура ФАПЧ изготавливаются в одном производственном процессе с остальными блоками микросхемы «система на кристалле». Как было сказано, характеристики контура ФАПЧ, такие как фазовый шум и длительность переходного процесса, тесно связаны с частотой полосы пропускания ω_{0PLL} и запасом по фазе φ_{0PLL} контура. По мере увеличения производственного разброса точное поддержание проектной частоты полосы пропускания и запаса по фазе становится затруднительным,

поскольку увеличиваются вариации параметров, влияющих на эти характеристики. К таким параметрам относятся: ток I_0 блока УИТ, импеданс $Z_{LF}(s)$ блока ПФ, вольт-частотная характеристика K_{VCO} блока ГУН.

В таблице 6 представлены изменения частоты полосы пропускания $\Delta\omega_{0PLL}$ и запаса по фазе $\Delta\varphi_{0PLL}$ разомкнутого контура ФАПЧ при отклонениях R_Z , C_Z , C_P , I_0 , K_{VCO} на $\pm 15\%$ при $W_{LF} = 11$ (т.е. $C_Z/C_P = 10$) и при $W_{LF} = 21$ (т.е. $C_Z/C_P = 20$). Подразумевается, что емкости конденсаторов C_Z и C_P имеют однонаправленные изменения.

Табл. 6. Изменения частоты полосы пропускания $\Delta\omega_{0PLL}$ и запаса по фазе $\Delta\varphi_{0PLL}$ разомкнутого контура ФАПЧ при отклонениях R_Z , C_Z , C_P , I_0 , K_{VCO} на $\pm 15\%$ при $W_{LF} = 11$ и при $W_{LF} = 21$

	$\Delta C_Z, \Delta C_P,$ %	$\Delta R_Z,$ %	$\Delta I_0, \Delta K_{VCO},$ %	$W_{LF} = 11$ ($C_Z/C_P = 10$)		$W_{LF} = 21$ ($C_Z/C_P = 20$)	
				$\Delta\omega_{0PLL},$ %	$\Delta\varphi_{0PLL},$ %	$\Delta\omega_{0PLL},$ %	$\Delta\varphi_{0PLL},$ %
1	15	0	0	-2,0	-0,2	-1,2	-0,3
2	-15	0	0	2,4	-0,4	1,4	-0,5
3	0	15	0	10,4	-1,2	12,3	-1,1
4	0	-15	0	-10,8	-1,8	-12,6	-1,5
5	15	15	0	8,0	-2,8	10,7	-2,4
6	15	-15	0	-12,7	-0,5	-13,7	-0,5
7	-15	15	0	13,1	-0,2	13,9	-0,2
8	-15	-15	0	-8,4	-3,9	-11,1	-3,2
9	15	15	15	35,6	-7,6	41,7	-6,6
10	15	-15	-15	-33,6	-4,3	-35,6	-3,5
11	-15	15	15	43,3	-2,5	46,8	-2,1
12	-15	-15	-15	-29,5	-10,1	-33,0	-8,7

Из строк 1 и 2 таблицы 6 следует, что изменения только конденсаторов C_Z и C_P не приводят к существенным изменениям частоты полосы пропускания $\Delta\omega_{0PLL}$ и запаса по фазе $\Delta\varphi_{0PLL}$. Изменения только резистора R_Z или резистора R_Z и конденсаторов C_Z и C_P (строки 3-8 табл. 6) приводят к большему изменению $\Delta\omega_{0PLL}$ (до 13,9%) и $\Delta\varphi_{0PLL}$ (до -3,9%). Совместные изменения резистора R_Z и конденсаторов C_Z и C_P блока ПФ, а также тока I_0 блока УИТ и вольт-частотной характеристики ГУН K_{VCO} (строки 9-12 таблицы 6) дают наибольшие изменения частоты $\Delta\omega_{0PLL}$ (до 46,8%) и запаса по фазе $\Delta\varphi_{0PLL}$ (до -10,1%) от проектного значения. Причем при увеличении W_{LF} от 11 до 21 (т.е. увеличением в 2 раза отношения C_Z/C_P) изменение $\Delta\omega_{0PLL}$ в

процентном отношении увеличивается, а изменение $\Delta\varphi_{PLL}$ наоборот уменьшается.

Так как результирующий запас по фазе φ_{PLL} будет больше для большего W_{LF} , то для обеспечения запаса по фазе не меньше минимально допустимого требуется увеличение W_{LF} блока ПФ. Однако при этом увеличится суммарное значение емкости конденсаторов C_Z и C_P .

Заключение

При производстве микросхем «система на кристалле» неизбежен производственный разброс, что влияет на характеристики отдельных элементов контура ФАПЧ и посредством этого в целом на его характеристики. Одним из таких элементов является блок ПФ.

Выбор параметра W_{LF} блока ПФ определяется не только требуемым запасом по фазе φ_{OLF} , но и обеспечением минимального допустимого его значения при воздействии производственного разброса. Для уменьшения изменения характеристик контура ФАПЧ от проектного значения из-за производственного разброса требуется увеличение параметра W_{LF} блока ПФ, насколько больше – зависит от величины производственного разброса. Однако, увеличение W_{LF} приводит к увеличению суммарного значения емкости C_Z и C_P , что является проблемой при интегральной реализации блока ПФ на кристалле микросхемы. Таким образом, выбор W_{LF} блока ПФ является компромиссом между противоречивыми требованиями обеспечения минимального допустимого запаса по фазе φ_{OLF} при воздействии производственного разброса и рациональностью интегральной реализации конденсаторов C_Z и C_P .

Также необходимо учитывать изменения импеданса $Z_{LF}(s)$ блока ПФ, тока I_0 блока УИТ и вольт-частотной характеристики K_{VCO} блока ГУН от изменений температуры, а для I_0 и K_{VCO} дополнительно от изменений напряжения питания.

References / Список литературы

1. Gardner F.M. Charge-pump phase-lock loops // IEEE Transactions on Communications. 1980, vol. 28, no. 11, pp. 1849-1858.
2. Kroupa V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. – Wiley, 2003. – 334 p.
3. Hanumolu P.K., Brownlee M., Mayaram K., Un-Ku Moon. Analysis of charge-pump phase-locked loops // IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Regular Papers. 2004, vol. 51, no. 9, pp. 1665-1674. doi: 10.1109/TCSI.2004.834516.
4. Shu K., Sanchez-Sinencio E. CMOS PLL synthesizers: analysis and design. – Springer Science, 2005. – 216 p.
5. Banerjee D. PLL Performance, Simulation and Design. 5-th Edition. – Dog Ear Publishing, 2017. – 500 p.
6. Ahsan S.M.M., Hassan T., Hasan S.I., Afroz N., Raisa S.A. Design and Performance Analysis of A Low Power, Low Noise 1.6GHz Charge Pump Integer-N PLL in Different PVT Corners // 11th International Conference on Electrical and Computer Engineering. 17-19 December 2020. Dhaka, Bangladesh. 2020, pp. 190-193. doi: 10.1109/ICECE51571.2020.9393111.

7. Wong B.P., Mittal A., Cao Y., Starr G. Nano-CMOS circuit and physical design. – Wiley, 2005. – 393 p.
8. Weste N.H.E., Harris D. CMOS VLSI Design. A Circuits and Systems Perspective. 3-rd Edition. – Pearson Addison Wesley, 2005. – 970 p.
9. Borkar S. Designing reliable systems from unreliable components: the challenges of transistor variability and degradation // IEEE Micro. 2005, vol. 25, no. 6, pp. 10-16. doi: 10.1109/MM.2005.110.
10. Bhunia S., Mukhopadhyay S., Roy K. Process Variations and Process-Tolerant Design // 20th International Conference on VLSI Design. 6-10 January 2007. Bangalore, India. 2007, pp. 699-704. doi: 10.1109/VLSID.2007.131.
11. Agarwal K., Nassif S. Characterizing Process Variation in Nanometer CMOS // 44th ACM/IEEE Design Automation Conference. 4-8 June 2007. San Diego, CA, USA. 2007, pp. 396-399.
12. Lewyn L.L., Ytterdal T., Wulff C., Martin K. Analog Circuit Design in Nanoscale CMOS Technologies // Proceedings of the IEEE. 2009, vol. 97, no. 10, pp. 1687-1714. doi: 10.1109/JPROC.2009.2024663.
13. Alioto M., Palumbo G., Pennisi M. Understanding the Effect of Process Variations on the Delay of Static and Domino Logic // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems. 2010, vol. 18, no. 5, pp. 697-710. doi: 10.1109/TVLSI.2009.2015455.
14. May G.S., Spanos C.J. Fundamentals of Semiconductor Manufacturing and Process Control. – Wiley-Interscience, 2006. – 463 p.
15. Baker R.J. CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation. 3-rd Edition. – Wiley, 2010. – 1208 p.
16. Unsal O.S., Tschanz J.W., Bowman K., De V., Vera X., Gonzalez A., Ergin O. Impact of Parameter Variations on Circuits and Microarchitecture // IEEE Micro. 2006, vol. 26, no. 6, pp. 30-39. doi: 10.1109/MM.2006.122.
17. Ghosh S., Roy K. Parameter Variation Tolerance and Error Resiliency: New Design Paradigm for the Nanoscale Era // Proceedings of the IEEE. 2010, vol. 98, no. 10, pp. 1718-1751. doi: 10.1109/JPROC.2010.2057230.
18. Kuhn K.J., Giles M.D., Becher D., Kolar P., Kornfeld A., Kotlyar R., Ma S.T., Maheshwari A., Mudanai S. Process Technology Variation // IEEE Transactions on Electron Devices. 2011, vol. 58, no. 8, pp. 2197-2208. doi: 10.1109/TED.2011.2121913.
19. Stine B.E., Boning D.S., Chung J.E. Analysis and decomposition of spatial variation in integrated circuit processes and devices // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. 1997, vol. 10, no. 1, pp. 24-41. doi: 10.1109/66.554480.
20. Saha S.K. Modeling Process Variability in Scaled CMOS Technology // IEEE Design and Test of Computers. 2010, vol. 27, no. 2, pp. 8-16. doi: 10.1109/MDT.2010.50.

Зайцев Андрей Алексеевич – ведущий инженер	Zaytsev Andrey Alekseevich – senior engineer
andazaitsev@mail.ru	

Received 15.12.2023