

Технологическая миграция КМОП аналоговых блоков

А.Б. Макаров

Учреждение Российской академии наук

Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, abmak@ippm.ru

Аннотация — На примере операционного усилителя обсуждены вопросы миграции аналоговых блоков из одной технологии в другую, с меньшей проектной нормой. Предложены сценарии миграции, позволяющие реализовать различные целевые функции.

Ключевые слова — Технологическая миграция, аналоговые блоки, операционные усилители.

I. ВВЕДЕНИЕ

При создании сложных аналого-цифровых систем актуальной становится проблема сокращения сроков разработки при сохранении качества и надежности проекта. Важную роль при этом играет возможность использования ранее разработанных блоков и систем. Основная проблема их использования заключается в том, что технологический базис, в котором система была разработана, отличается от того базиса, в котором планируется ее использовать. Кроме того, обычно возникает желание уменьшить размеры блоков за счет уменьшения проектной нормы (здесь и далее под проектной нормой понимается тот минимальный технологический размер, который характеризует уровень используемой технологии). При этом возникает еще одна проблема – аналоговые и цифровые блоки ведут себя не одинаково при масштабном изменении размеров. В отличие от цифровых схем масштабное изменение длины L и ширины W канала МОП транзисторов аналоговых блоков может вызвать потерю функции. В цифровых схемах параметры W , L являются глобальными переменными при нахождении компромисса между рассеиваемой мощностью и быстродействием. В аналоговых схемах добавляется еще одна переменная, с помощью которой задается рабочая точка, – ток покоя [1]. Попытка уменьшить размеры аналого-цифровой системы за счет уменьшения размеров аналоговых блоков чаще всего приводит к их полному перепроектированию [2]. Вопросы использования предыдущих разработок в новых проектах с минимальными доработками и предсказуемыми результатами продолжают оставаться актуальными, особенно в части аналоговых блоков.

II. МАСШТАБИРОВАНИЕ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Существует термин “масштабная миниатюризация”. Под этим термином подразумевается такое изменение размеров МОП транзистора, при котором электрические поля примерно сохраняются постоянными. При этом многие характеристики изменяются в пропорции с масштабным коэффициентом N . В таблице 1 приведены правила масштабирования КМОП структур [3]. Обратим внимание на тот факт, что в таблице 1 речь идет о минимально возможных размерах МОП транзисторов L и W , характерных для реализации цифровых блоков. Аналоговые МОП транзисторы обычно выполняются с размерами L и W в несколько раз превышающими минимальные, поэтому закономерности изменения их характеристик отличаются. Рассмотрим эти закономерности и их воздействие на параметры широко распространенного в мире аналоговой электроники операционного усилителя (ОУ).

Традиционная схема операционного усилителя (ОУ) представлена на Рис. 1.

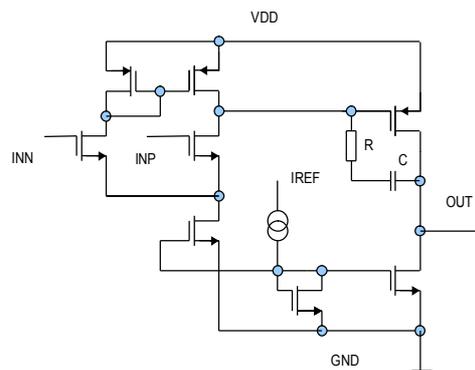


Рис. 1. Операционный усилитель

Усилитель содержит дифференциальный каскад, связанный с входами INN и INP и выходной каскад с выходом OUT и цепью частотной коррекции R,C. Источник тока IREF задает рабочую точку ОУ по постоянному току.

Таблица 1

Правила масштабной миниатюризации с коэффициентом N

Обозначение параметра	Наименование параметра	Правило масштабирования
L	Минимальная длина канала	1/N
W	Минимальная ширина канала	1/N
XJ	Глубина рп-перехода	1/N
Tox	Толщина подзатворного диэлектрика	1/N
CJ	Удельная емкость рп-перехода	N
NSUB	Концентрация примеси в теле канала	N
	Плотность тока	N
	Ток, Напряжение	1/N

Основные характеристики ОУ следующие:

Vcm - диапазон входных синфазных сигналов,
Vnoise - собственный шум приведенный ко входу,
Voff - напряжение смещения нуля.
Dvout - диапазон линейных выходных напряжений,
Ioutp, Ioutn - максимальные выходные токи,
A - коэффициент усиления по напряжению разомкнутого ОУ,
Dph - запас по фазе,
F1 - частота единичного усиления.

К технологически зависимым параметрам отнесем такие, которые могут существенно изменяться при вариации технологии изготовления. К ним относятся все перечисленные выше. Рассмотрим более подробно некоторые из них, основываясь на анализе поведения характеристик МОП транзисторов.

А. Удельная крутизна МОП транзистора.

Крутизна МОП транзистора (B) определяется конструктивными (L_{eff}, W_{eff}) и технологическими параметрами (C_{ox}, M_{eff}):

$$B = \left(\frac{W_{eff}}{L_{eff}} \right) \cdot (C_{ox} \cdot M_{eff}), \quad (1)$$

$$M_{eff} = \frac{M_0}{(1 + E_{eff}/E_0)^n}, \quad (2)$$

$$E_{eff} = \frac{(V_{gs} + V_{th})}{6 \cdot T_{ox}}. \quad (3)$$

Значения используемых констант приведены в таблице 2. Из соотношений (1-3) можно получить более наглядное:

$$M_{eff} = M_0 / (1 + T_n / T_{ox})^n, \quad (4)$$

где:

$$T_n = \frac{V_{gs} + V_{th}}{6 \cdot E_0} \cong 240 \cdot 10^{-9} \text{ м.}$$

Таблица 2

Параметры, определяющие подвижность

Параметр	n- канал	p- канал	Ед.
Mo	670	160	См ² /В*сек
Eo	0,67	0,7	МВ/см
n	1,6	1,0	-

Для современных технологий $T_{ox} < T_n$, поэтому

$$B = W_{eff} \cdot C_{ox} \cdot M_0 \cdot (T_n / T_{ox})^n / L_{eff},$$

$$B = (W_{eff} / L_{eff}) \cdot E_0 \cdot E_{ox} \cdot M_0 \cdot (T_{ox})^{n-1} / (T_n)^n.$$

Учитывая, что $C_{ox} = E_0 \cdot E_{ox} / T_{ox}$, получим:

$$B = (W_{eff} / L_{eff}) \cdot E_0 \cdot E_{ox} \cdot M_0 \cdot (T_{ox})^{n-1} / (T_n)^n.$$

Если предположить, что конструктивные параметры транзистора не изменяются, то можно заключить: **с уменьшением проектной нормы, при неизменном отношении W_{eff}/L_{eff} крутизна МОП транзистора уменьшается пропорционально $N^{(n-1)}$ при $T_{ox} < T_n$.**

Б. Напряжение Эрли

Напряжение Эрли определяется следующим образом [7]:

$$V_A = I_{dsat} \cdot (\Delta I_{ds} / \Delta V_{ds}),$$

где I_{dsat} – ток насыщения МОП транзистора,
 I_{ds} – ток стока МОП транзистора,
 V_{ds} – напряжение сток-исток МОП транзистора,
 $\Delta I_{ds} / \Delta V_{ds}$ – наклон сток-истоковой характеристики МОП транзистора.

В общем случае напряжение Эрли складывается из трех составляющих:

$$V_A = V_{Asat} + \left(\frac{1}{V_{ACML}} + \frac{1}{V_{DIBL}} \right)^{-1}, \quad (5)$$

где V_{Asat} – напряжение Эрли для режима глубокого насыщения,

V_{ACML} – напряжение Эрли для пологой области,

V_{DIBL} – напряжение Эрли в области смыкания.

Полагая, что напряжение сток-исток МОП транзистора меньше напряжения смыкания, из (5) можно получить следующее соотношение:

$$\begin{aligned} V_A &= V_{Asat} + V_{ACML} = \\ &= V_{Asat} + V_{Asat} \cdot \frac{(V_{ds} - V_{gs} + V_{th})}{E_{sat} \cdot litl}, \\ V_{Asat} &= 2 \cdot L_{eff} \cdot \frac{vsat}{Meff} + (V_{gs} - V_{th}), \\ E_{sat} &= 2 \cdot \frac{vsat}{Meff}, \\ litl &= \sqrt{(Esi \cdot Tox \cdot Xj / Eox)}, \end{aligned}$$

где Tox – толщина подзатворного диэлектрика,

Xj – глубина залегания рп- переходов,

Eox , Esi – относительные диэлектрические постоянные подзатворного окисла и кремния,

V_{th} – пороговое напряжение,

V_{gs} , V_{ds} – напряжения затвор-исток, сток-исток,

V_{Asat} – напряжение насыщения,

$vsat$ – предельная дрейфовая скорость носителей, заряда в канале,

$Meff$ – эффективная подвижность,

L_{eff} – эффективная длина канала.

Предполагая, что технологическая миграция осуществляется при неизменном режимном токе I_{ds} , а также учитывая, что транзисторы усилителя работают в насыщенном режиме [7]:

$$\begin{aligned} I_{ds} &= W_{eff} \cdot vsat \cdot Cox \cdot (V_{gst} - A_{bulk} \cdot V_{dsat}), \\ V_{dsat} &= E_{sat} \cdot L_{eff} \cdot \frac{V_{gst}}{A_{bulk} \cdot E_{sat} \cdot L_{eff} + V_{gst}}, \\ V_{gst} &= V_{gs} - V_{th}, \end{aligned}$$

где A_{bulk} – технологическая константа, которая близка к 1 и слабо возрастает с увеличением длины канала.

Для транзисторов, не работающих в режиме короткого канала [7]:

$$V_{dsat} = \frac{V_{gst}}{A_{bulk}}.$$

С учетом этого из формул выше можно получить следующее приближительное соотношение:

$$V_{gs} - V_{th} = \sqrt{\frac{I_{ds}}{W_{eff} \cdot vsat \cdot Cox}}. \quad (6)$$

С учетом соотношений (4-6) можно сделать следующие выводы: *с уменьшением проектной нормы напряжение Эрли уменьшается.*

Другими словами, если при переводе транзистора из одной технологии в другую, с меньшей проектной нормой, его размеры (W_{eff} , L_{eff}) и режимный ток не меняются, то напряжение Эрли уменьшается.

В. Шумовые характеристики МОП транзистора.

Основные составляющие шума МОП транзистора [4], [5]:

1. тепловой шум,
2. фликкер шум.

Тепловой шум отражает процесс рассеяния носителей тока на фононах и практически вызывается всеми элементами, которые могут иметь активную составляющую эквивалентного сопротивления. Плотность шума не зависит от частоты, т.е. во всем спектре частот постоянна [4]:

$$InoiseT = 4 \cdot q \cdot \phi t \cdot Meff \cdot W_{eff} \cdot Cox \cdot \frac{Vgsef}{L_{eff}}, \quad (7)$$

где ϕt – температурный потенциал,

$Meff$ – эффективная подвижность носителей тока,

W_{eff} , L_{eff} – эффективная ширина и длина канала,

$Vgsef$ – эффективное напряжение затвор-исток,

q – заряд электрона.

Учитывая, что для сильной инверсии:

$$Vgsef = \sqrt{I_{ds} / (Meff \cdot W_{eff} \cdot Cox / L_{eff})}$$

из (7) получим:

$$InoiseT = 4 \cdot q \cdot \phi t \cdot \sqrt{\left(2 \cdot I_{ds} \cdot Meff \cdot W_{eff} \cdot \frac{Cox}{L_{eff}} \right)}. \quad (8)$$

Фликкер шум связан с поверхностными явлениями в полупроводнике и отражает такие процессы, как захват и отпускание носителей заряда ловушками. Плотность шума зависит от частоты и уменьшается с ее увеличением [6]:

$$\begin{aligned} VnoiseF &= I_{ds} \cdot \frac{\phi t}{F \cdot Cox \cdot L_{eff}^2} \cdot \\ &\cdot (N1 \cdot q \cdot Meff + (N2 \cdot Cox \cdot DLc) / W_{eff}), \quad (9) \end{aligned}$$

где $DLc \sim N3 \cdot \sqrt{(3Xj \cdot Tox)}$,

$N1$, $N2$, $N3$ – константы.

В соответствии с правилами масштабирования с уменьшением проектной нормы Xj и Tox уменьшаются пропорционально, поэтому DLc также уменьшается в пропорции. Так как Cox увеличивается, а DLc уменьшается, то их произведение остается неизмен-

ным. Учитывая последнее и соотношения (9), можем заключить, что

$$V_{noiseF} = \frac{I_{ds} \cdot \phi t}{F \cdot Cox \cdot L_{eff}^2} \cdot \left(N12 + \frac{N22}{W_{eff}} \right), \quad (10)$$

где N12, N22 являются константами.

Если предположить, что конструктивные параметры транзистора не изменяются, и учесть, что емкость затвора Cox возрастает пропорционально N , то, с учетом соотношений (8-10) можно заключить: **при неизменных W_{eff} , L_{eff} с уменьшением проектной нормы тепловой шум может как возрасти, так и уменьшиться, а Фликкер шум уменьшается пропорционально N .**

Отметим общее правило уменьшения шума: необходимо уменьшать рабочие токи и увеличивать L_{eff}

Г. Напряжение смещения нуля.

На Рис. 1 дана типовая схема дифференциального каскада, для которой напряжения смещения нуля (V_{os}) определяется как разность затворных напряжений транзисторов $n1$, $n2$, при которой достигается равенство их токов стока I_{ds1} , I_{ds2} . При полной парной идентичности n - и p -канальных транзисторов, входящих в состав усилителя, напряжение смещения нуля равно нулю. При неидентичности параметров парных транзисторов напряжение смещения нуля становится ненулевым. Наибольшее влияние при этом оказывает неидентичность следующих параметров [3]:

V_{th} – пороговое напряжение МОП транзисторов,

Cox – емкость подзатворного диэлектрика,

L_{eff} – эффективная длина канала МОП транзистора,

W_{eff} – ширина канала МОП транзистора.

Два первых параметра определяются технологией и не могут быть изменены, два последних ограничены по величине снизу, но могут быть увеличены с целью уменьшения напряжения смещения нуля. При уменьшении проектной нормы относительная точность воспроизведения размеров W_{eff} , L_{eff} увеличивается, при этом точность воспроизведения параметров V_{th} , Cox не ухудшается. По этой причине **при переходе к технологии с меньшей проектной нормой и неизменных размерах входных дифференциальных транзисторов напряжение смещения нуля уменьшается.**

Д. Частотные характеристики усилителя

Электрическая схема усилителя представлена на Рис.1. Первый полюс вычисляется по формуле [3]:

$$F1 = gm1 / (2 \cdot \pi (A1 \cdot Cgd + Cload)) \quad (11)$$

$$gm1 = \sqrt{(2 \cdot Id \cdot (W_{eff} / L_{eff}) \cdot (Cox \cdot Meff))},$$

где $A1$ - коэффициент усиления по напряжению, Cgd - Миллеровская емкость входного транзистора, $gm1$ - коэффициент крутизны входного транзистора, $Cload$ - емкость нагрузки.

Отметим, что Миллеровская емкость пропорциональна W и остается примерно постоянной при уменьшении проектной нормы и неизменном W_{eff} , т.к. перекрытие затвором стока и истока уменьшается, а удельная емкость возрастает. Коэффициент крутизны $gm1$ слабо возрастает, а коэффициент усиления $A1$ может как возрастать, так и уменьшаться. Последнее означает, что **частотные характеристики усилителей могут как улучшаться, так и ухудшаться. Из соотношения (11) следует, что для улучшения частотных характеристик необходимо увеличить режимный ток I_{ds} .**

Е. Коэффициент усиления

Как было показано в работе [7] коэффициент усиления по напряжению ($A1$) дифференциального усилителя может быть вычислен по следующей формуле:

$$A1 = gm1 \cdot V_E \cdot L_{eff} / I_{ds} \quad (12)$$

Здесь I_{ds} – ток покоя каждого из дифференциальных транзисторов,

$gm1$ – крутизна преобразования этих транзисторов, $V_E = V_A / L_{eff}$, V_A – напряжение Эрли, L_{eff} - длина канала дифференциальных транзисторов.

Из (11, 12) можно получить:

$$A1 = V_A \cdot \sqrt{(2 \cdot Cox \cdot Meff \cdot W_{eff} / (L_{eff} \cdot I_{ds}))} \quad (13)$$

Для двухкаскадного усилителя общий коэффициент усиления равен произведению каждого из двух. Полагая, что характер зависимости соответствует (13), получим:

$$A1 = A1 \cdot A2 = V_{A1} \cdot V_{A2} \cdot 2 \cdot Cox \cdot Meff \cdot \sqrt{W_{eff1} \cdot W_{eff2} / (L_{eff1} \cdot L_{eff2} \cdot I_{ds1} \cdot I_{ds2})} \quad (14)$$

В выражении (14) индексы 1 и 2 относятся к первому и второму каскадам ОУ соответственно. Параметры V_A , Cox , $Meff$ являются технологически зависимыми, а остальные параметры – конструктивными. Отметим, что коэффициент усиления квадратично зависит от параметра V_A или, что одно и то же, от напряжения Эрли. Ранее было показано, что при уменьшении проектной нормы напряжение Эрли и подвижность носителей заряда уменьшаются, а емкость диэлектрика возрастает. Если предположить, что при миграции параметры W_{eff} , L_{eff} остаются неизменными, то из (14) можно заключить: **с уменьшением проектной нормы, при неизменных W_{eff} и**

Таблица 4

Результаты моделирования ОУ для технологий с различными проектными нормами

Проек. норма	Tox	W	Vdd	Ids	Dph	F1	R	C	Cload	V _A N/P	A	VnoiseT	VnoiseF
мкм	нм	мкм	В	мкА	Град	кГц	кОм	пФ	пФ	В	дБ	нВ/Гц ^{1/2}	нВ/Гц ^{1/2}
0,13	2,8	20	1,5	1	60	477	20	5	1	5,3/ 6,9	70,2	24,5	129,5
		10	1,5	1	60	466	10	5	1		72,3	20,5	184
		10	1,5	2	60	902	5	5	1		72,7	28,9	185
0,35	7,5	20	1,5	1	60	420	18	5	1	9,0/ 8,3	71,1	20,1	357
0,6	12,5	20	2,5	1	60	201	50	5	1	15,9/ 10,6	64,1	73,2	1491

Leff, коэффициент усиления изменяется слабо, оставаясь примерно постоянным.

III. СЦЕНАРИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ МИГРАЦИИ

Ниже приведены данные по подзатворному диэлектрику для нескольких технологических процессов.

Таблица 3

Толщины подзатворных диэлектриков для различных технологических процессов

Про-цесс	Мин. размер мкм	Tox 1,2V нм	Tox 1,5V нм	Tox 1,8V нм	Tox 3,3V нм	Tox 5,0V нм
t-0,13	0,13	2,8	-	-	7,15	-
t-0,15	0,15	-	3,5	-	7,2	-
t-0,18	0,18	-	-	4,0	6,8	-
x-0,18	0,18	-	-	4,0	6,6	-

Эти процессы имеют два набора МОП транзисторов с разными величинами подзатворных диэлектриков. Таким образом, технологическая миграция возможна как с примерным сохранением толщины подзатворного диэлектрика, так и с уменьшением. Уменьшение толщины подзатворного диэлектрика сопровождается уменьшением рабочих напряжений, что отражается на режиме работы усилителей по постоянному току. Возможны следующие сценарии миграции операционных усилителей:

- 1 - Tox , W_{eff} , L_{eff} не изменяются,
- 2 - W_{eff} , L_{eff} не изменяются, Tox уменьшается,
- 3 - Tox , W_{eff} уменьшаются,
- 4 - Tox , W_{eff} , Ids изменяются.

В первом сценарии параметры ОУ практически не изменяются. Во втором случае значительно увеличивается частота единичного усиления F1, уменьшается

Фликкер шум. При одновременном уменьшении Tox , W_{eff} можно добиться улучшения частотных и шумовых параметров при меньших размерах транзисторов. Четвертым сценарием можно воспользоваться в случае необходимости улучшения частотных свойств при некотором ухудшении шумовых характеристик.

В таблице 4 приведены результаты моделирования основных параметров ОУ для трех КМОП технологий с проектными нормами 0,6мкм, 0,35мкм и 0,13мкм. Моделирование проводилось с использованием BSIM3 моделей компонентов, поставляемых разработчиками технологических процессов. Эти модели проверены в кремнии.

Полагая, что исходный вариант ОУ выполнен в технологии 0,6 мкм, исследуем его поведение при переходе на проектные нормы 0,35 мкм и 0,13 мкм. Из таблицы видно, что уменьшение проектной нормы почти вдвое, с 0,6 до 0,35 мкм позволяет улучшить практически все основные характеристики ОУ при сохранении размеров транзисторов. При этом для сохранения запаса по фазе необходимо уменьшение постоянной времени цепи частотной коррекции. Дальнейшее уменьшение проектной нормы с 0,35 до 0,13 мкм способствует улучшению таких характеристик ОУ, как Фликкер шум, частота единичного усиления. При этом увеличивается тепловой шум. Уменьшение размеров транзисторов вдвое способствует уменьшению теплового шума при некотором увеличении коэффициента усиления и уменьшении частоты единичного усиления. Если величину режимного тока увеличить также вдвое, то при некотором увеличении теплового шума почти вдвое увеличится частота единичного усиления.

В таблице 4 также приведены напряжения Эрли, рассчитанные для N- и P-канальных транзисторов входной дифференциальной пары. С уменьшением проектной нормы напряжение Эрли непропорционально уменьшается для обоих типов транзисторов,

но в большей степени для N-канальных МОП транзисторов.

IV. ОБСУЖДЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Обратим внимание на тот факт, что в данной работе проведен анализ поведения КМОП усилителя для режима сильной инверсии МОП транзисторов. В режиме слабой инверсии поведение МОП транзисторов существенно отличается, поэтому поведение усилителей, использующих транзисторы в режиме слабой инверсии, также будут отличаться.

Отдельно необходимо обратить внимание на влияние напряжения питания усилителя, которое в значительной мере определяет режимы работы МОП транзисторов по постоянному току. Уменьшение напряжения питания до величин, близких к сумме порогов N- и P-канальных транзисторов, может привести к неработоспособности усилителя. Поэтому при миграции аналоговых блоков необходимо быть уверенным, что все транзисторы сохранили свои режимы работы, соответствующие тем, которые были в исходной схеме. Анализ поведения усилителя при технологической миграции предполагал условие сохранения режимов работы МОП транзисторов выполненным.

Цель работы - выявить основные тенденции поведения усилителей при технологической миграции на примере простого ОУ. Сложные усилители, содержащие каскодные схемы, требуют отдельного анализа и в данной работе не рассматривались.

Термин «технологическая миграция» не является общепринятым и требует уточнений и разъяснений. В данной статье под ним понимается перенос ранее разработанного и аттестованного в кремнии аналогового блока из одной технологии в другую с отличающейся проектной нормой. При этом схемные решения остаются неизменными с точностью до параметров компонентов, которые могут варьироваться в зависимости от выбранной цели. Такими целями могут быть: улучшение частотных свойств, уменьшение площади аналогового блока за счет уменьшения размеров МОП транзисторов, уменьшение собственных шумов.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены вопросы влияния технологической миграции КМОП усилителей сопровождающейся уменьшением проектной нормы и, как следствие, толщины подзатворного диэлектрика. Показано, что при толщине подзатворного диэлектрика меньше 240нм, уменьшение проектной нормы приводит к уменьшению напряжения Эрли и крутизны МОП транзистора, что обуславливает неоднозначное поведение коэффициента усиления по напряжению, который может и возрастать, и уменьшаться.

При этом частотные и шумовые параметры улучшаются.

Рассмотрены четыре сценария миграции, при которых переменными являются технологический параметр Tox (толщина подзатворного диэлектрика) и конструктивные параметры Tox , L_{eff} (ширина и длина канала МОП транзисторов). Показано, что с уменьшением проектной нормы возможно не ухудшать исходные параметры усилителей или достигать улучшения таких характеристик, как размеры (площадь) транзисторов, частота единичного усиления ОУ и его собственные шумы.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Laker K. and Sansen W. Design of Analog Integrated Circuits and Systems // McGraw-Hill, New York, 1994.
- [2] Vitoz E.A. Future of Analog in VLSI Environment // Proc. IEEE Int'l Symp. Circuits and Systems (ISCAS 90), IEEE Press, Piscataway N.J. - 1990. - P. 1510 – 1519.
- [3] Маллер Р., Т.Кейминс Т. Элементы интегральных схем // М.:Мир, 1989. С. 512 – 524.
- [4] Hung K.K. et al, A Physics-Based MOSFET Noise Model for Circuit Simulators // IEEE Transactions on Electron Devices. - 1990. - V. 37. - № 4. - P. 1323 – 1333.
- [5] Weidong L., Xiaodong J., Ya-Chin K., Chenming H. An efficient and accurate compact model for thin-oxide-MOSFET intrinsic capacitance considering the finite charge layer thickness // IEEE Trans. on Electron Devices. - 1999. - V. ED-46. - № 3. - P. 1070.
- [6] Hung K.K. et al, A Unified Model for the Flicker Noise in Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors // IEEE Transactions on Electron Devices. - 1990. - V. 37. - № 3. - P. 654 - 665.
- [7] Carlos Galup, Marscio Cherem Schneider, and Rafael Matos Coitinho, Resizing Rules for MOS Analog-Design Reuse Transistors // IEEE Design & Test. - 2002. - V. 19. - № 2. - P. 50 - 58.
- [8] Huang J. H., Liu Z. H., Jeng M. C., Hui K., Chan M., Ko P. K. and Hu C. BSIM3 Version 2.0 User's Manual. - 1994.