

УДК 621.3.049.774

В.В. Вертегел, доцент, канд. техн. наук,**В.В. Плотников****Д.Ю. Калабухов***Севастопольский национальный технический университет**ул. Университетская 33, г. Севастополь, Украина, 99053**E-mail: v.v.vertegel@sevntu.com.ua, vplrt@mail.ru***ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА ТРАНЗИСТОРОВ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ
МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЯХ**

В работе рассматриваются вопросы, связанные с выбором транзисторов для интегральных малошумящих усилителей. Приведены условия согласования малошумящего усилителя с источником сигнала, а также результаты моделирования зависимостей коэффициента передачи по напряжению и коэффициента шума от длины эмиттера биполярного транзистора и ширины затвора МОП транзистора. Проведено сравнение двух каскодных усилителей, построенных на разных типах транзисторов.

Ключевые слова: малошумящий усилитель, коэффициент шума, биполярный транзистор, МОП транзистор, моделирование характеристик.

Первым каскадом монолитного интегрального приемника, как правило, является малошумящий усилитель (МШУ). От него зависит уровень шума, а, значит, и чувствительность приемника. Разработка МШУ представляет сложную задачу по причине одновременно высоких требований к таким характеристикам, как коэффициент усиления, коэффициент шума, линейность, согласование сопротивлений, устойчивость, потребляемая мощность и площадь, занимаемая на кристалле. Все перечисленные характеристики взаимосвязаны и поэтому существует задача оптимального выбора параметров активных элементов схемы усилителя с целью добиться приемлемых значений его характеристик.

Первым и одним из важнейших вопросов при проектировании МШУ является выбор транзисторов, на которых реализуется усилитель. Параметры транзисторов в значительной степени и определяют характеристики усилителя. Современные интегральные приемники радиочастотного диапазона, как правило, реализуют на базе кремниевых *BiCMOS* технологий, то есть существует возможность применения в их составе как биполярных, так и полевых транзисторов. Правильный выбор типа транзисторов и их параметров, доступных разработчику интегральных схем, позволяет реализовать МШУ с наилучшими характеристиками.

Таким образом, целью настоящей работы является сравнительный анализ характеристик МШУ, выполненных на биполярных и МОП транзисторах. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- 1) определить зависимости основных характеристик МШУ от параметров транзисторов, доступных разработчику;
- 2) сравнить характеристики двух схем МШУ, выполненные на разных типах транзисторов (биполярных и МОП), выбрать тип и основные параметры транзисторов.

Для удобства теоретического анализа МШУ обычно представляют в виде четырехполосника. Шумы четырехполосника характеризуются коэффициентом шума F ($NF = 10\log F$), который показывает, во сколько раз данная схема уменьшает отношение сигнал/шум на выходе устройства по сравнению с его входом [1]

$$F = \frac{(S/N)_{\text{вх}}}{(S/N)_{\text{вых}}}.$$

Коэффициент шума может быть также представлен в виде

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s + Y_{\text{opt}}|^2, \quad (1)$$

где $Y_s = G_s + jB_s$ и $Y_{\text{opt}} = G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}}$ – проводимость источника сигнала и оптимальная входная проводимость четырехполосника соответственно; $F_{\min}$ – минимально достижимый коэффициент шума, который получается при выполнении условия $Y_s = Y_{\text{opt}}$; R_n — эквивалентное шумовое сопротивление четырехполосника.

Эквивалентные э.д.с. и ток шума, приведенные к входу биполярного транзистора, определяются по формулам [2]:

$$\overline{v_{eq}^2} = \overline{v_b^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{g_m^2} = 4kT r_b \Delta f + \frac{2qI_C}{g_m^2} \Delta f = 4kT \left(r_b + \frac{1}{2g_m} \right) \Delta f ;$$

$$\overline{i_{eq}^2} = \overline{i_b^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{|\beta(j\omega)|^2} = \left(2qI_B + \frac{KI_B^a}{f^b} + \frac{2qI_C}{|\beta(f)|^2} \right) \Delta f ,$$

где $0,5 < a < 2$; $0,8 < b < 1,3$ – постоянные величины; K – эмпирически постоянная, характеризующая уровень фликкер-шума.

Эквивалентные э.д.с. и ток шума, приведенные к входу МОП транзистора, определяются по формулам [2]:

$$\overline{v_{eq}^2} = 4kT \left(R_g + \frac{2}{3} \frac{1}{g_m} + \frac{K'_f}{WLC_{ox}f} \right) \Delta f ;$$

$$\overline{i_{eq}^2} = \overline{i_g^2} + \frac{\overline{i_d^2}}{|\beta(j\omega)|^2} = \left(2qI_G + \frac{1}{|\beta(j\omega)|^2} \left(4kT \frac{2}{3} g_m + K \frac{I_D^a}{f^b} \right) \right) \Delta f .$$

Проанализируем приведенные выражения для источников собственных шумов транзисторов с целью минимизации шумов МШУ.

Основные источники шума МОП транзисторов на высоких частотах — это тепловые шумы сопротивлений канала и затвора, а также фликкер-шум, вносимый каналом. Для уменьшения теплового шума сопротивления затвора необходимо использовать многозатворную структуру транзистора. В результате чего снижается распределённое сопротивление затвора транзистора, а значит и тепловой шум, вносимый его сопротивлением.

Основные шумы кремниевых биполярных транзисторов – это тепловой шум сопротивления базы и дробовый шум тока коллектора. Для уменьшения сопротивления базы требуется увеличение площади эмиттера транзистора, но это требует большего коллекторного тока, чтобы получить высокую частоту транзита, что в свою очередь вызывает увеличение дробового шума и потребления мощности. Для уменьшения дробового шума требуется уменьшение коллекторного тока, требующее уменьшения площади эмиттера транзистора для поддержания той же частоты транзита, что вызывает увеличение сопротивления базы [2]. Однако мощность дробового шума коллектора пропорциональна току, в то время как коэффициент усиления сигнала по мощности пропорционален квадрату тока, поэтому если дробовый шум тока коллектора доминирует, то повышение тока может улучшить шумовую характеристику.

Главным инструментом уменьшения коэффициента шума для разработчиков МШУ является выбор оптимального согласования усилителя с источником сигнала. При выполнении условия $Y_S = Y_{opt}$ теоретически можно получить минимально достижимый коэффициент шума (1) устройства. Однако оптимальная входная проводимость устройства по шуму Y_{opt} отличается от оптимальной входной проводимости по мощности [1]. Это разногласие приводит к поиску компромисса между получением максимального коэффициента усиления и минимального коэффициентом шума.

Для наименьшего коэффициента шума необходимо добиться выполнения условия $Y_S = Y_{opt}$ ($\Gamma_S = \Gamma_{opt}$), т.е. согласования по шуму.

Для получения максимального усиления и согласования по входу необходимо выполнить условие $Y_S = Y_{in}^*$ ($\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$), т.е. согласовать проводимости (сопротивления).

Коэффициент шума не зависит от согласования по выходу, поэтому обычно усилитель согласовывают по выходу, добиваясь выполнения условия $Y_L = Y_{out}^*$.

Действительная и мнимая части оптимальной входной проводимости по шуму для МОП транзистора имеют соответственно вид [3]:

$$G_{opt} = \omega C_{gs} \frac{g_m}{g_{d0}} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma} (1 - |c|^2)} ;$$

$$B_{opt} = -j\omega C_{gs} \left(1 + \frac{g_m}{g_{d0}} |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right) .$$

При указанных значениях входной проводимости может быть получен минимальный коэффициент шума, который определяется соотношением

$$F = F_{\min} \approx 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \frac{\omega}{\omega_T} \sqrt{\gamma \delta (1 - |c|^2)},$$

где $c \approx j0,395$ для длинно-канальных МОП транзисторов; $\delta \approx 4/3$ – шумовой параметр затвора для длинноканальных транзисторов; γ – шумовой параметр стока, который выбирается между $2/3$ и 1 .

Аналогичные параметры биполярного транзистора имеют вид [4]

$$G_{opt} = \sqrt{\frac{\frac{I_C}{2v_T\beta} + r_b \left(\frac{-\frac{v_T}{2I_C}(\omega C_\pi)^2}{\frac{v_T}{2I_C} + r_b} \right)^2 + \frac{v_T}{2I_C} \left(\omega C_\pi - \frac{\frac{v_T}{2I_C}(\omega C_\pi)^2}{\frac{v_T}{2I_C} + r_b} \right)^2}{\frac{v_T}{2I_C} + r_b}};$$

$$B_{opt} = \frac{-\frac{v_T}{2I_C}(\omega C_\pi)}{\frac{v_T}{2I_C} + r_b};$$

$$F = F_{\min} \approx 1 + \frac{\frac{I_C}{2v_T\beta} + (G_S^2 + (\omega C_\pi)^2) \frac{v_T}{2I_C} + G_S^2 r_b}{G_S}.$$

Из выше приведенных выражений видно, что как для биполярного, так и для МОП транзистора действительная часть оптимальной входной проводимости G_{opt} будет изменяться с изменением размера транзистора, а также тока (напряжения) смещения. В некоторой точке она будет равна действительной части проводимости источника сигнала. При этом выполнится условие согласования действительной части входной проводимости как по мощности, так и по шуму.

Таким образом, изменяя размеры транзистора МШУ, можно добиться необходимого согласования транзистора с источником сигнала. Мнимую часть оптимальной входной проводимости B_{opt} следует выбирать исходя из компромисса между коэффициентом усиления и коэффициентом шума с помощью внешних согласующих элементов.

Для исследования зависимости основных характеристик МШУ от параметров транзисторов использовались *SpectreRF* модели для 0,6 мкм *BiCMOS* технологии в САПР *Cadence IC design Package*. В процессе моделирования исследовались две схемы: схема с общим эмиттером для биполярных транзисторов и схема с общим истоком для МОП транзисторов. Обе схемы подключались к источнику сигнала с выходным сопротивлением 50 Ом. Изменялась длина эмиттера для биполярного транзистора и ширина затвора для МОП транзистора, а также параметрически менялось смещение транзисторов. Были получены зависимости коэффициента передачи по напряжению и коэффициента шума от изменяемых параметров.

Полученные зависимости представлены на рисунке 1 и 2.

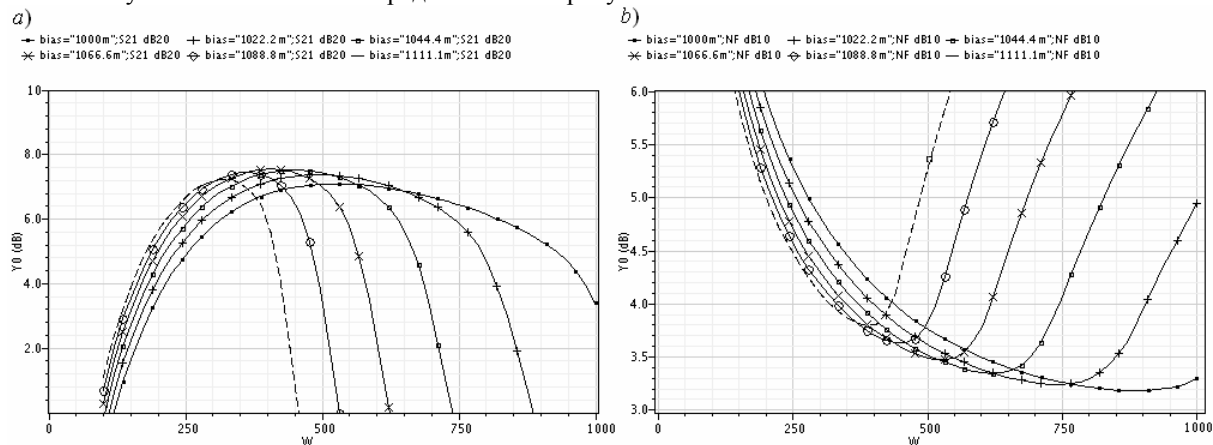


Рисунок 1 – Зависимости (а) коэффициента передачи по напряжению, (б) коэффициента шума от ширины затвора МОП транзистора в мкм

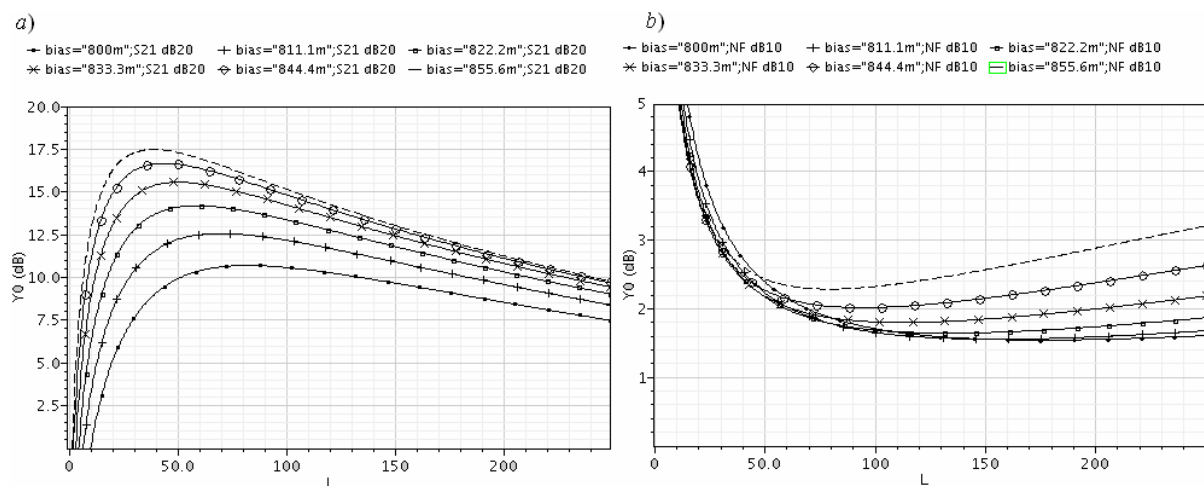


Рисунок 2 – Зависимости (а) коэффициента передачи по напряжению, (б) коэффициента шума длины эмиттера биполярного транзистора в мкм

Результаты моделирования подтверждают, что при изменении размеров транзисторов МШУ изменяется величина входной проводимости схемы, а значит и режим согласования с источником сигнала. Из графиков видно, что размеры транзисторов, обеспечивающие максимальное усиление сигнала, как в первом, так и во втором случае не совпадают с размерами транзисторов, обеспечивающими минимальный коэффициент шума. Поэтому выбирая длину эмиттера биполярного транзистора или ширину затвора МОП транзистора необходимо руководствоваться условием согласования по действительной части входной проводимости.

В процессе моделирования исследовались два интегральных МШУ, построенных на разных типах транзисторов. Обе схемы являются каскодными усилителями с активными цепями смещения. Размеры транзисторов усилителей выбирались из условия обеспечения необходимого коэффициента усиления и коэффициента шума. Усилители имеют рабочую частоту 915 МГц, которая входит в *ISM* диапазон (*Industrial, Scientific and Medical band*). Сопротивление источника сигнала $R = 50$ Ом, напряжение питания $V_{\text{пит}} = 5$ В.

Сравнение схем проводилось по следующим параметрам: коэффициент усиления K_u ; коэффициент шума NF ; обратный коэффициент передачи S_{12} ; потребляемая мощность и площадь, занимаемая усилителем на кристалле. Результаты сравнения приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Сравнительные характеристики усилителей

Параметр усилителя	Единица измерения	Тип транзисторов	
		<i>BJT</i> s	<i>MOSFET</i> s
Рабочая частота, f	МГц	915	915
Напряжение питания, $V_{\text{пит}}$	В	5	5
Коэффициент усиления, K_u	дБ	31,2	18,7
Коэффициент шума, NF	дБ	1,7	1
Обратный коэффициент передачи S_{12}	дБ	-61,9	-48,52
Потребляемая мощность, $P_{\text{потр}}$	мВт	133	107
Площадь на кристалле, S	мкм ²	283	514

В МШУ, построенном на основе МОП транзисторов (*MOSFET*s), получен меньший коэффициент шума. Поэтому, для минимизации коэффициента шума МШУ предпочтительнее выбирать МОП транзисторы. Однако, как показывает сравнение, схемы МШУ, построенные на биполярных транзисторах *X-FAB* технологии *XB06* имеют коэффициент усиления значительно больший, чем схемы на МОП транзисторах. Таким образом, для получения большего коэффициента усиления целесообразно выбирать биполярные транзисторы. Кроме того МОП транзисторы требуют значительного увеличения размеров для согласования схемы по шуму с источником сигнала, а при увеличении размеров транзистора приходится решать проблему уменьшения энергопотребления.

Следует отметить, что для обоих усилителей получены хорошие значения обратного коэффициента передачи S_{12} . Это обусловлено выбором каскодных схем усилителей.

В результате проведенного моделирования получены графические зависимости коэффициента усиления и коэффициента шума транзисторов от длины эмиттера для биполярного транзистора и от ширины затвора для МОП транзистора. На основе этих зависимостей, а также выражений для входных

проводимостей и минимального коэффициента шума транзисторов можно сделать вывод о выборе их размеров с точки зрения согласования МШУ с источником сигнала: размер транзистора нужно выбирать таким, чтобы действительная часть входной проводимости МШУ была равна действительной части входной проводимости источника сигнала.

На основе сравнения каскодных схем МШУ, построенных на разных типах транзисторов, было выявлено, что при использовании МОП транзисторов, коэффициент шума МШУ получается меньше по сравнению с усилителями на биполярных транзисторах, однако при использовании биполярных транзисторов коэффициент усиления по напряжению получается значительно большим.

Направлением дальнейших исследований является анализ нелинейности МШУ, разработка топологий усилителей и исследование их характеристик с учетом паразитных элементов топологии, температуры и шумов подложки.

Бibliографический список

1. Razavi Behzad. RF microelectronics / Behzad Razavi. — New Jersey: Prentice Hall PTR, 1998. — 335 p.
2. Golio I. The RF and microwave handbook / I. Golio. — Florida.: CRC Press LLC, 2001. — 1356 p.
3. Lee Thomas H. The design of CMOS radio-frequency integrated circuits / Thomas H. Lee. — Cambridge: Cambridge University Press, 1998. — 598 p.
4. Rogers John, Plett Calvin. Radio frequency integrated circuit design / John Rogers, Calvin Plett. — Norwood: Artech house, INC, 2003. — 410 p.

Поступила в редакцию 22.05.2009 г.