

УДК 621.382 : 621.383.5

А. И. Крымский, Б. И. Фомин, Е. И. Черепов  
(Новосибирск)

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И НЕКОТОРЫЕ РЕАЛИЗАЦИИ  
КРЕМНИЕВЫХ МУЛЬТИПЛЕКСОРОВ  
ДЛЯ ЛИНЕЕК ИК-ФОТОДИОДОВ

Анализируются характеристики основных схем считывания фототока: неоднородность входных смещений, собственные шумы. Оценивается влияние импульсных наводок на процесс ввода тока. Описывается конструкция и приводятся некоторые параметры двух кремниевых мультиплексоров, предназначенных для совместного использования с линейками InSb и HgCdTe-фотодиодов. Обсуждаются результаты экспериментальных исследований шумов.

В современных тепловизионных системах широкое применение находят гибридные приборы, содержащие линейку детекторов, чувствительных в ИК-области, и кремниевый мультиплексор. Каждый канал мультиплексора обычно состоит из входной схемы считывания фототока, интегрирующей емкости (чтобы исключить потери информации в период между обращениями к данному каналу), набора МДП-ключей и истокового повторителя на выходе. При помощи регистра сдвига\* истоковые повторители поочередно подключаются к общей шине считывания.

Несмотря на то что мультиплексорам для линеек ИК-фотодиодов посвящен ряд статей [1—3], некоторые вопросы их проектирования были рассмотрены недостаточно подробно, в частности, такие, как способы улучшения однородности смещения фотодатчиков, расчет шумов схемы считывания с буферным КМОП-усилителем и др. Не оценивалось также влияние импульсных наводок на процесс считывания фототока. Эти вопросы и являются предметом рассмотрения первой части данной работы. Во второй части описываются конструкция и характеристики двух кремниевых мультиплексоров для линеек InSb- и HgCdTe-фотодиодов.

1. Анализ характеристик входных схем считывания фототока. Параметры гибридного фотоприемного устройства (ФПУ) во многом предопределяются характеристиками входных схем считывания фототока: однородностью смещений, задаваемых на фотодатчиках, входной проводимостью, шумами.

1.1. *Однородность смещения фотодиодов.* Согласно литературным данным, избыточные  $1/f$ -шумы ИК-фотодиодов минимальны в узком диапазоне смещений вблизи нуля ([4, 5] для HgCdTe) либо при небольшом обратном смещении ( $-25$  мВ для InSb [5]). Очевидно, что в этих условиях большое значение приобретает однородность входных напряжений, формируемых схемами считывания тока. Разброс входных смещений может также привести и к большому геометрическому (от канала к каналу) шуму вводимых токов.

При использовании на входе простой схемы прямой инжекции через МДП-транзистор (рис. 1, а) [1] неоднородность смещения  $\Delta V_{\text{вх}}$  фотодиодов повторяет «встроенную» неоднородность  $\Delta V_i$  порогового напряжения входных МДП-транзисторов.

\* Интегратором и регистром сдвига может также служить ПЗС. Истоковый повторитель в каждом канале в этом случае не требуется.

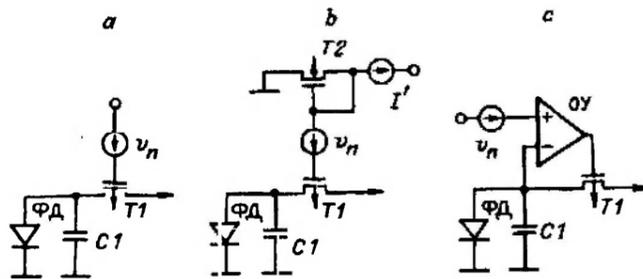


Рис. 1. Токвые методы считывания сигнала с фотодиода:

*a, b* — прямая инжекция (*b* — со стабилизирующей смещением на фотодiode), *c* — инжекция с буферным усилителем; ФД — фотодиод, *C1* — емкость входного узла, *T1* — входной МДП-транзистор, *I'* — опорный источник тока, ОУ — операционный усилитель,  $v_n$  — эквивалентный генератор собственной шумовой ЭДС входного устройства

Однородность смещения можно улучшить при помощи совершенствования технологии и/или использования схемных методов. Проиллюстрируем оба приема.

При изготовлении МДП-транзисторов или ПЗС-приборов на подложках с концентрацией легирующей примеси порядка  $10^{22} \text{ см}^{-3}$  и толщиной диэлектрика 100 нм характерное значение неоднородности порогового напряжения (абсолютное отклонение) составляет 100 мВ [1]. Подтверждают эту величину и наши данные (рис. 2, *a*). Уменьшение толщины диэлектрика снижает чувствительность порогового напряжения к флуктуациям встроенного в диэлектрик заряда, заряда поверхностных состояний и заряда в слое обеднения. Поэтому переход к более тонкому диэлектрику 50 нм позволил нам несколько уменьшить разброс (рис. 2, *b*), однако кардинально проблема не была решена. Было обращено внимание на увеличение разброса при смещении подложки относительно истока МДП-транзистора (рис. 2, *c*), т. е. при расширении слоя обеднения. Наиболее простое объяснение этому факту — интегрирование локальной неоднородности концентрации легирующей примеси. Действительно,

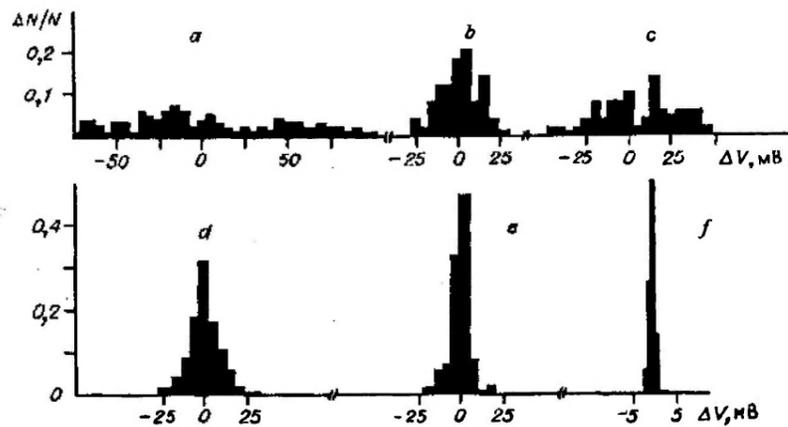


Рис. 2. Нормированная гистограмма ( $\Delta N/N$  — относительное число выборок,  $N = 200$ ) входных смещений (отклонений  $\Delta V$  от среднего значения), формируемых схемой рис. 1, *a* (*a, b, c, e*) и рис. 1, *b* (*d*), по кремниевой пластине:

*a, b, e* иллюстрируют влияние технологии на величину разброса, *c* — результат смещения подложки на рис. 1, *a* до +4,5 В. Данные *a, a* и *b, c* получены на одних и тех же пластинках, *f* — типичная гистограмма входных смещений в мультиплексоре ( $N = 64$ )

комплекс мер по повышению однородности легирования и уменьшению дефектов в рабочей области МДП-приборов дал существенный результат (рис. 2, *d*).

В основе схемотехнических методов уменьшения разброса входных смещений лежит свойство корреляции электрофизических параметров двух смежных транзисторов. Известны две схемы, которые формируют смещение на фотодатчике с ошибкой, равной разности пороговых напряжений пары транзисторов (см. рис. 1, *b, c*). Первая схема [1] функционирует на принципах токового зеркала. Во второй схеме [2, 3] используется симметрия транзисторов дифференциального каскада операционного усилителя (ОУ).

Пример коррекции неоднородности смещения с помощью схемы рис. 1, *b* представлен на рис. 2, *c*. Результаты получены на пластине с большим разбросом пороговых напряжений (см. рис. 2, *a*).

Совместное использование технологических и схемных приемов позволяет уменьшить дисперсию смещения до 1—2 мВ (рис. 2, *e*).

1.2. *Эффективность считывания фототока.* Эффективность считывания фототока характеризуется долей инжектируемого в устройство фототока. (Оставшаяся часть тока закорачивается на внутреннее сопротивление детектора или, на высокой частоте, на емкость входного узла и теряется.)

В схеме с прямой инжекцией (см. рис. 1, *a, b*) дифференциальная проводимость  $g$  входного транзистора зависит от тока  $I$  через транзистор, т. е. от уровня фонового ИК-излучения. В подпороговом режиме (для  $p$ -канальных транзисторов ориентировочно при токах  $< 10^{-6}$  А) в качестве оценки можно использовать формулу  $g = qI/kT$ , где  $kT/q$  — тепловой потенциал, в надпороговом —

$$g_s = (2\beta I)^{1/2} = \left(2 \frac{W}{L} \mu C_{ox} I\right)^{1/2},$$

где  $W/L$  — аспектное отношение ширина/длина канала транзистора,  $\mu$  — подвижность,  $C_{ox}$  — удельная емкость диэлектрика.

Условием высокой эффективности считывания является требование

$$g_s R_d \gg 1$$

или с учетом выражений для  $g_s$

$$\begin{cases} qI_{ph}R_d/kT \gg 1 & \text{— подпороговый режим;} \\ (2\beta I_{ph})^{1/2}R_d \gg 1 & \text{— надпороговый режим.} \end{cases} \quad (1)$$

Здесь  $I_{ph}$  — фоновый фототок. Из (1) ясно, что при высоком сопротивлении детектора и высоком уровне ИК-фона никаких проблем с потерями фототока нет. При малом сопротивлении детектора и малом фоновом токе условие (1) нарушается и фототок не считывается. Если же уровень ИК-излучения мал, но детектор достаточно высокоомный, так что условие (1) все же выполняется, следует проверить отсутствие потерь сигнала на высокой частоте. Для этого постоянная времени  $C_1 g_s^{-1}$ , где  $C_1$  — емкость входного узла (куда входит емкость фотодетектора, входная емкость схемы считывания тока и емкость соединения), должна быть меньше времени интегрирования  $\theta$  тока в мультиплексоре. Более точно это условие может быть выражено неравенством

$$\frac{1}{2\theta} < \frac{1}{2\pi C_1 g_s^{-1}} \quad (2)$$

Здесь слева — частота Найквиста для стробируемого интегратора, справа — частота среза фильтра низких частот (ФНЧ) входного узла.

Схема рис. 1, с операционным усилителем, характеризуемым коэффициентом усиления по напряжению  $A_v^*$  имеет в  $(1 + A_v)$  раз большую входную проводимость при том же токе через входной транзистор. Ограничения, накладываемые неравенствами (1), (2), ослабляются, и схема оказывается более работоспособной в области меньших сопротивлений детектора и меньших произведений фототок  $\times$  время накопления.

1.3. Шумы схем считывания тока. Основными источниками шума в МДП-транзисторах являются тепловой и  $1/f$ -шум. В режиме насыщения шум удобно характеризовать приведенным к затвору напряжением. Тепловой шум задается спектральной мощностью  $S_v = 2kTg_m^{-1}$  в подпороговом или  $S_v = \frac{8}{3}kTg_m^{-1}$  в надпороговом режиме [6, 7], где  $g_m$  — крутизна транзистора. Спектральная мощность  $S_{1/f}$   $1/f$ -шума согласно [8] есть

$$S_{1/f} = \frac{K}{WLC_{ox}^2} \frac{1}{f}$$

Здесь  $K$  — удельная мощность  $1/f$ -шума. Из экспериментальных данных рис. 3 (приведены типичные зависимости) мы определили значение удельной мощности  $1/f$ -шума  $K \approx 2,4 \cdot 10^{-32}$  Кл<sup>2</sup>/см<sup>2</sup> для наших  $p$ -канальных и  $K \approx 1,5 \cdot 10^{-31}$  Кл<sup>2</sup>/см<sup>2</sup> для  $n$ -канальных МДП-транзисторов. Указанные величины находятся в хорошем согласии с известными из литературы. При изменении температуры от 300 до 77 К напряжение  $1/f$ -шума практически не менялось.

Зная шумовое напряжение МДП-транзисторов, несложно рассчитать собственную шумовую ЭДС для любой из схем рис. 1. Однако соответствующий шумовой ток, вводимый в устройство, будет сильно зависеть также и от параметров фотодетектора\*\*. Поэтому в данной работе предполагается провести сравнительный анализ шума, учитывающий, в частности, и сопротивление фотодиода, и уровень фонового излучения. Задача ставится следующим образом: при каком условии собственные шумы схемы считывания тока будут много меньше шумов фотодетектора и дробового шума фототока. Для сопоставления все компоненты будут приводиться к флуктуациям заряда на интегрирующей емкости.

1.3.1. Прямая инжекция. Тепловой шум. Если выполняется условие (1), в устройство вводится лишь небольшая часть теплового шумового тока входного МДП-транзистора, которая будет меньше теплового шума сопротивления фотодиода  $R_d$ .

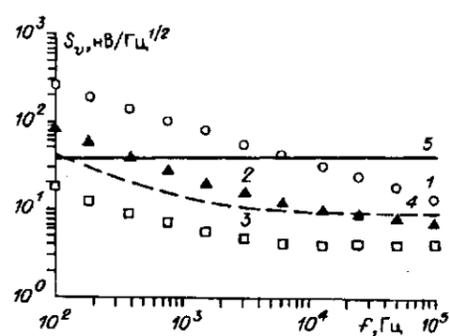


Рис. 3. Спектральная мощность шума МДП-транзисторов.

Указаны тип, ширина/длина канала, толщина диэлектрика, ток: 1 —  $n$ -канальный в  $p$ -кармане, 102/8, 50 нм, 200 мкА; 2 —  $p$ -канальный, 102/8, 50 нм, 200 мкА; 3 —  $p$ -канальный, 1500/13, 80 нм, 500 мкА; 4 — расчетный уровень шума активного транзистора ОУ. Для примера здесь же (5) приведены расчетные тепловые шумы резистора 100 кОм. Все измерения и расчеты проведены для температуры 300 К

\* Обычно дифференциальные каскады по КМОП-технологии обеспечивают усиление до 100 раз.

\*\* Например, если фотодиод является источником тока с бесконечным внутренним сопротивлением, то шумовая ЭДС входного МДП-транзистора или ОУ не трансформируются в шумы вводимого тока: флуктуирует напряжение на источнике тока, но не ток.

Утечка же шумового тока через емкость  $C_1$  приводит к КТС-шуму заряда на данной емкости. По условию (2) постоянная времени входной схемы меньше времени интегрирования фототока, поэтому шум на емкости  $C_1$  в начале и в конце цикла накопления не скоррелирован. Значит, накопленный на интегрирующей емкости заряд  $I_{ph}\theta$  помимо собственных среднеквадратичных флуктуаций  $qI_{ph}\theta$  будет иметь удвоенный КТС-шумовой заряд  $2H_n kTC_1$  ( $H_n = 1/2$  в подпороговом и  $2/3$  в надпороговом режимах [9]). Очевидно, что данный шум будет пренебрежимо мал, если выполняется соотношение  $2H_n kTC_1 \ll qI_{ph}\theta$ . Используя тот факт, что  $kT/(qI_{ph})$  есть предельное значение сопротивления МДП-транзистора:  $kT/(qI_{ph}) < g_m^{-1}, g_e^{-1}$ , приведенное выше неравенство можно переписать в виде условия, эквивалентного (2).

Таким образом, высокая эффективность считывания, задаваемая требованиями (1) и (2), одновременно является и гарантией пренебрежимо малого теплового шума схемы рис 1, а прямой инжекции.

В другом варианте схемы, представленном на рис. 1, б, смещающий транзистор работает при значительно большем токе, имеет большую крутизну, следовательно, его тепловой шум можно не учитывать.

1.3.2. Прямая инжекция.  $1/f$ -шум. На низких частотах при выполнении соотношения (1) напряжение на истоке входного МДП-транзистора повторяет шумовое напряжение  $v_n$  на его затворе и в устройство вводится шумовой ток  $v_n/R_d$ . Интегрирование  $1/f$ -шумового тока в полосе частот  $[f_0, \frac{1}{2\theta}]$ , ограниченной, с одной стороны, временем наблюдения  $1/f_0$ , а с другой — частотой Найквиста, дает следующее неравенство для предельно допустимого шума схемы:

$$\frac{K(-\ln 2\theta f_0)}{WLC_{ox}^2 R_d^2} \theta^2 \leq qI_{ph}\theta. \quad (3)$$

Условие (3) можно упростить, используя следующие замены. Характерное значение логарифма  $-10$ . Условие (1) в строгой формулировке есть  $R_d \geq 10g_m^{-1}$ . Тогда с учетом того, что  $g_m^{-1} \geq kT/(qI_{ph})$ , из (3) можно получить неравенства  $S_{1/f}(\frac{1}{2\theta}) \ll 4kTR_d$  либо  $S_{1/f}(\frac{1}{2\theta}) \leq \frac{8}{3} kTg_m^{-1}$ . Первое неравенство является необходимым, второе — достаточным условием пренебрежения  $1/f$ -шумом входной схемы считывания тока. По второму, более сильному условию,  $1/f$ -шумы входного МДП-транзистора на частоте Найквиста  $\frac{1}{2\theta}$  должны быть меньше теплового шума данного транзистора.

Схема рис. 1, б имеет несколько больший уровень  $1/f$ -шума. Суммирование вкладов от двух транзисторов может быть описано эквивалентным уменьшением площади входного МДП-транзистора в выражениях для  $1/f$ -шума.

1.3.3. Схема с буферным усилителем. Тепловой шум. Схема с операционным усилителем стремится поддерживать на затворе входного МДП-транзистора такое напряжение, чтобы при любом заданном токе напряжение входного узла равнялось напряжению на входе «+» ОУ. При этом собственный шум входного МДП-транзистора и КТС-шум входной емкости также отслеживаются обратной связью и значительно (в  $A_v + 1$  раз) ослабляются. Доминирующий вклад в шум входного устройства дает сам операционный усилитель, а именно МДП-транзисторы его входного дифференциального каскада.

Собственный шумовой ток устройства в этих условиях получается делением эквивалентного шумового напряжения ОУ на импеданс фотодетектора:  $i_n = v_n(1 + j\omega C_1 R_d)/R_d$ . Здесь  $j$  — мнимая единица,  $\omega$  — циклическая частота.

Спектральная мощность тока, обусловленного тепловым шумом транзисторов дифференциального каскада с крутизной  $g_m$ , есть  $2 \frac{8}{3} kTg_m^{-1} \times (1 + \omega^2 C_1^2 R_d^2)/R_d^2$ .

Вкладом от первого члена в скобках (по сравнению с тепловым шумом детектора) можно пренебречь, если сопротивление активного транзистора дифференциального каскада много меньше сопротивления фотодиода:

$$g_a R_d \gg 1. \quad (4)$$

На практике это условие легко реализуется.

Более серьезной проблемой может оказаться зависимый от входной емкости " $w^2 C^2$ "-токовый шум. Появление этого шума можно наглядно представить следующим образом. На высоких частотах емкость шунтирует сигнал и исток транзистора  $T1$  оказывается заземленным. Тогда усиленный в  $A$ , раз тепловой белый шум ОУ прикладывается к затвору этого транзистора и вызывает сильную случайную модуляцию тока через данный транзистор. Последующее интегрирование шумового тока с преобразованием в дискретизованный шумовой заряд со спектральной мощностью  $S_q(f)$  функционально описывается следующим преобразованием спектральной мощности  $S_i(f)$  тока:

$$S_q(f) = \theta^2 \sum_n S_i(f - n/\theta) \sin^2(w\theta/2 - \pi n) / (w\theta/2 - \pi n)^2.$$

Спектр исходного сигнала в рассматриваемом случае не ограничен частотой Найквиста, поэтому в результате эффекта наложения в первый ( $n = 0$ ) частотный интервал проникает бесконечное число копий исходного спектра, имеющих здесь одинаковую амплитуду (подавление высоких частот интегратором  $1/w^2$  в точности компенсируется ростом самого шума с частотой пропорционально  $w^2$ ).

Спектральная мощность шумового заряда все же будет конечной, если учесть снижение коэффициента усиления ОУ с частотой, допустим, начиная с характерной частоты  $f_{max}$ . С учетом изложенного условие малому шумящего считывания можно сформулировать в виде

$$\frac{8}{3} kT g_a^{-1} \frac{\pi^2}{\theta^2} C_1^2 (2f_{max}\theta) \ll 2qI_{ph}. \quad (5)$$

Большая входная емкость, малый уровень фототока, высокое быстродействие — совокупность этих факторов может привести к превышению шумами устройства флуктуаций фонового заряда. Поэтому применимость схемы рис. 1, с за пределами условия (2) (как мы помним, она имеет большой запас по быстродействию) требует тщательной проверки.

Для компенсации роста шума на высоких частотах может оказаться полезной дополнительная  $RC$ -цепочка между входным транзистором и интегратором. Авторы [10] наблюдали уменьшение шумов схемы считывания при ограничении полосы частот ОУ. Вероятно, данным способом они уменьшили именно " $w^2 C^2$ "-шумы, рассмотренные выше.

При использовании схемы с ОУ для считывания тока в условиях, когда (1) нарушается, т. е. если  $R_d < kT/(qI_{ph})$ , следует иметь в виду, что тепловой шум детектора превысит флуктуации фонового тока. В этом случае в правую часть неравенства (5) следует подставить выражение  $4kTR_d^{-1}$ .

1.3.4. Схема с буферным усилителем.  $1/f$ -шум. Для оценки собственного  $1/f$ -шумового тока схемы рис. 1, с следует шумовое напряжение ОУ отнести к сопротивлению детектора. Предельное условие для спектральной мощности  $1/f$ -шума, аналогичное (3), запишется следующим образом:

$$2 \frac{K(-\ln 2\theta f_0)}{W_a L_a C_{ox}^2 R_d^2} \theta^2 \leq \begin{cases} qI_{ph}\theta & \text{при выполнении (1);} \\ 2kTR_d^{-1}\theta & \text{при нарушении (1).} \end{cases} \quad (6)$$

Здесь  $W_a, L_a$  — ширина и длина канала одного из активных транзисторов усилителя, коэффициент 2 — учет вклада двух транзисторов. Так как

$I_{ph} \geq g_m kT/q$ , а  $g_m > 2R_d^{-1}$  при выполнении (1), то правую часть (6) можно заменить одним, более сильным условием, в результате чего получим

$$\frac{K}{W_d L_d C_{ax}^2} 2\theta \ll 4kTR_d \frac{1}{2} \frac{1}{(-\ln 2\theta f_0)} \quad (7)$$

Согласно условию (7), для пренебрежения  $1/f$ -шумами данной входной схемы достаточно, чтобы спектральная мощность  $1/f$ -шума по напряжению транзистора дифференциального каскада на частоте  $1/(2\theta)$  была не менее чем в 20 раз меньше мощности белого теплового шума дифференциального сопротивления детектора.

1.4. *Влияние импульсных наводок на считывание фототока.* На первый взгляд, источником импульсных наводок на входные узлы мультиплексора является паразитная емкость между шинами постоянных и импульсных напряжений. Однако наши эксперименты показывают, что основная причина их появления — индуктивность линии «земли» и импульсный ток. Помехи возникают при одновременном переключении большого числа элементов в регистре сдвига. Например, на фронте управляющего импульса крутизной  $dV/dt = 10 \text{ В}/100 \text{ нс}$  нагруженного на емкость регистра в 100 пФ через кремниевую подложку протекает ток  $i = CdV/dt$ , равный 10 мА. Тогда на индуктивности  $L$  линии «земли» ( $\sim 0,5 \text{ мкГ}$  для проводника длиной  $\sim 20 \text{ см}$ ) наводятся два пика импульсного напряжения амплитудой  $Ldi/dt = \pm 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-2}/5 \cdot 10^{-8} \text{ В} = \pm 0,1 \text{ В}$ . Часть этого напряжения так или иначе оказывается приложенной к фотоприемнику, особенно если потенциал подложки фотоприемника стабилизирован относительно нулевого потенциала в блоке управления фотоприемным устройством.

Предположим теперь, что входной МДП-транзистор работает в режиме, близком к подпороговому. Если амплитуда наводки существенно превышает тепловой потенциал, то вместо непрерывной инжекции будет наблюдаться импульсный ввод тока в течение одной из двух упомянутых «просечек» и разрыв между фотоприемником и схемой считывания в паузе между фронтами управляющих импульсов. Мгновенная проводимость транзистора в импульсе вырастет лишь как корень из тока, возросшего в  $T/\delta T$  раз. Здесь  $T$  — интервал между пиками напряжения,  $\delta T$  — характерная длительность отдельного пика. Усреднение же во времени даст снижение эффективной проводимости схемы считывания в  $\sqrt{T/\delta T}$  раз. К примеру, для характерных величин  $T = 1 \text{ мкс}$ ,  $\delta T = 50 \text{ нс}$  указанный параметр уменьшится в 4,5 раза.

Снижение входной проводимости приводит, как мы выяснили ранее, к потерям сигнала и росту шумов. К сожалению, пока между цифровой и аналоговой частями мультиплексора существует омический контакт через подложку, даже разделение шин питания может не дать принципиального выигрыша. Лишь, вероятно, переход к двухкарманной технологии (отдельный карман для цифровой, отдельный для аналоговой компонент) на высокоомной подложке поможет кардинально решить данную проблему.

2. Кремниевые мультиплексоры для линеек ИК-фотодиодов. С учетом проведенного анализа характеристик входных схем считывания фототока, а также опыта разработки мультиплексоров в мире [1—3, 10, 11] были спроектированы, изготовлены и испытаны две кремниевые интегральные схемы, конструкция которых описана ниже.

2.1. *p-MOP-мультиплексор  $64 \times 1$  с прямой инжекцией и его характеристики.* Мультиплексор был разработан для совместного использования с линейками InSb  $p^+n$ -фотодиодов. На рис. 4 приведена его схема. Показан один из 64 каналов считывания/интегрирования фототока, куда входят транзисторы  $T1—T10$  и драйвер, а также общий на все устройство динамический регистр сдвига на МДП-транзисторах, с помощью которого и осуществляется собственно мультиплексирование сигналов.

Фототок через транзисторы  $T1$  и  $T4$  непрерывно поступает на емкость накопления  $C2$ . Цепочка  $T2—T3$  по схеме рис. 1,  $b$  (вместо источника тока

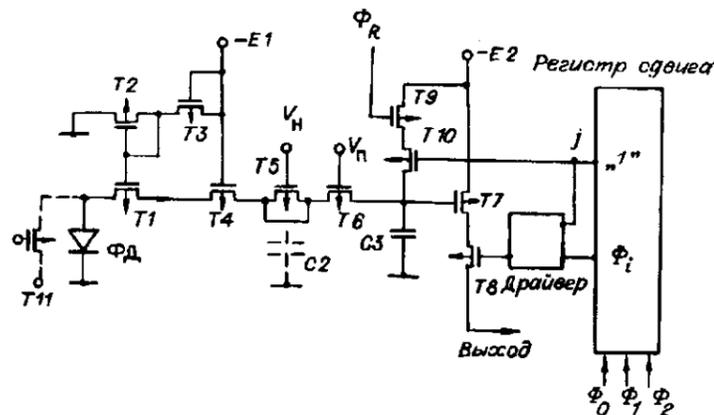


Рис. 4. Схема одного канала 64-канального *p*-МОП-мультиплексора

использован МДП-транзистор с малой крутизной) формирует смещение на фотодиодах с однородностью не хуже  $\pm 5$  мВ (абсолютное отклонение по 64 каналам), а для лучших образцов —  $\pm 1,5$  мВ. Входное смещение плавно регулируется изменением напряжения питания  $E1$  ( $\approx -5$  В):  $\Delta E1$  передается на вход (исток  $T1$ ) с ослаблением в 20 раз. Экранирующий транзистор  $T4$  благодаря каскадному включению устраняет наводку импульсного напряжения с емкости накопления на фотодетектор. С целью сокращения числа источников смещения на затвор  $T4$  было решено подать то же самое напряжение  $E1$ . Чтобы при этом не уменьшился рабочий диапазон напряжений в устройстве, пороговое напряжение данного транзистора было существенно увеличено с помощью операции подлегирования.

Интегрирование фототоков во всех фотоприемных каналах осуществляется одновременно. Периодически, так же одновременно, накопленный заряд передается с интегрирующих емкостей  $C2$  на емкости считывания  $C3$ . Для этого кратковременно открывают транзисторы переноса  $T6$  (высокий уровень напряжения переноса  $V_n$ ) и «выдавливают» заряды снятием напряжения накопления  $V_n$ . Считывание зарядов с набора емкостей  $C3$  мультиплексора осуществляется последовательно.

По регистру сдвига, управляемому импульсными напряжениями  $\Phi_0$ — $\Phi_2$  (уровни 0 и  $-15$  В), передвигается логическая «1». С появлением импульса на  $j$ -м выходе регистра ключи  $T8$  и  $T10$   $j$ -го канала мультиплексора открываются. Сначала с выходной шины, нагруженной на сопротивление 3—10 кОм или на источник тока, снимают напряжение, соответствующее потенциалу разрядки емкости считывания сигнальным зарядом. Затем на ключ  $T9$  по общей шине  $\Phi_R$  подают короткий импульс сброса и выходная емкость через открытые ключи  $T9$  и  $T10$  заряжается до напряжения источника питания  $E2$  ( $-10 + -12$  В). По окончании импульса  $\Phi_R$  с шины считывания можно считать сигнал, соответствующий потенциалу разрядки емкости (правда, на следующий такт накопления). Разница двух напряжений пропорциональна величине накопленного в  $j$ -м канале заряда. Ее определяют с помощью внешнего устройства двойной коррелированной выборки (ДКВ). Применение ДКВ позволяет подавить  $1/f$ -шум выходного транзистора, а при наличии устройства памяти — и КТС-шум емкости считывания. Если информация об абсолютном уровне фотосигнала не нужна и указанными шумами можно пренебречь, вместо ДКВ используют устройство выборки-хранения (УВХ) и берут только один отсчет, пренебрегая фиксацией уровня зарядки емкости.

Окончание импульса на  $j$ -м выходе регистра не совпадает по времени с его появлением на следующем,  $j + 1$ -м выходе, что является особенностью данного класса регистров сдвига. Драйвер поддерживает выходной ключ  $T8$  откры-

тым и в паузе между этими событиями. Тем самым устраняются броски напряжения на шине считывания в период между коммутацией каналов.

Мультиплексор имеет набор параллельно управляемых МДП-транзисторов (Т11 на рис. 4), предназначенных для тестирования схемы. Они могут служить: а) ключами, б) имитаторами сопротивления фотодиода либо в) источниками тока. При помощи данного параллельного набора МДП-транзисторов были проведены измерения шумов устройства. Схема считывания сигнала включала УВХ, строб на которое подавался синхронно с появлением на шине считывания сигнала с одного из 64 каналов по выбору, и фильтр нижних частот с частотой среза 5 кГц для частичного подавления сигнала тактовой частоты. Период интегрирования тока составлял 125 мкс, соответственно частота импульсов выборки УВХ была 8 кГц.

На рис. 5 представлен ряд экспериментальных зависимостей для спектра шумового напряжения на выходе ФНЧ. Кривые 1, 2 соответствуют шумам выходного каскада мультиплексора (входной ток был равен нулю). Наблюдаемый  $1/f$ -шум относится к выходному транзистору Т7 и, как уже отмечалось, может быть устранен схемой ДКВ. Тем не менее даже при использовании УВХ уровень собственных шумов выходного узла в широкой полосе (4 кГц) был пренебрежимо мал и не ограничивал точности измерений шумов, генерируемых на входе устройства.

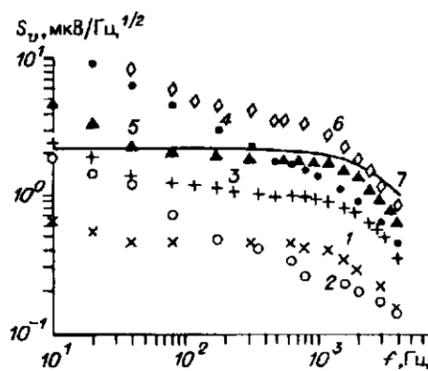
Измерения шумов проводились при комнатной и азотной температурах и, что важно для интерпретации, при фиксированном входном токе  $1,0 \cdot 10^{-7}$  А. Ввод токов в мультиплексор при измерениях шума осуществлялся двумя способами:

1. В режиме короткого замыкания входов на нулевой потенциал, для чего тестирующие МДП-транзисторы Т11 использовались как ключи. При этом величина вводимого тока регулировалась напряжением  $E1$ , открывающим входные МДП-транзисторы Т2, находящиеся в режиме насыщения и являющиеся источниками тока. В этом случае шумовой ток был ни чем иным, как шумовым током самого входного МДП-транзистора.

2. В качестве источников тока использовались тестирующие транзисторы. Для этого на их затворы подавалось напряжение, близкое к пороговому, а смещением потенциала  $E1$  они вводились в режим насыщения. В обоих случаях указанные МДП-источники тока при токе  $1,0 \cdot 10^{-7}$  А находились в надпороговом режиме. Входные транзисторы и тестирующие транзисторы имели разное аспектное отношение  $W/L$ , поэтому их дифференциальная проводимость отличалась в несколько раз. По приращению тока  $\Delta I/I \ll 1$  при малом изменении входного напряжения  $\Delta V_{вх}$  в первом режиме измерялась входная проводимость  $g = \Delta I/\Delta V_{вх}$ , а во втором режиме, при модуляции затворного напряжения  $\Delta V_g$ , — крутизна  $g_m$  тестирующих МДП-транзисторов. Эти данные затем использовались для оценки подвижности и пересчета токового шума в эквивалентное шумовое напряжение. Между крутизной транзистора и входной проводимостью имеется небольшая разница, которая обусловлена модуляцией заряда в слое обеднения и которую можно легко получить, приняв во внимание зависимость порогового напряжения

Рис. 5. Спектр шумового напряжения на выходе мультиплексора рис. 4 (после УВХ):

кривые 1, 2 — шумов выходного узла (1 — 300 К, 2 — 77 К); кривые 3–6 — шум при инъекции тока  $1,0 \cdot 10^{-7}$  А различными способами (3 —  $g_m = 1,2$  МОм, 300 К, 4 —  $g_m = 480$  кОм, 77 К, 5 —  $g_m = 400$  кОм, 300 К, 6 —  $g_m = 140$  кОм, 77 К). Для сравнения: 7 — расчетный спектр выходного шума при обработке фототока  $1,0 \cdot 10^{-7}$  А, содержащего дробовой шум излучения



от напряжения истока. В нашем случае для входного транзистора расчетное значение  $g_s/g_m$  было  $\approx 1,3$ .

Результаты измерений шума при вводе тока представлены на рис. 5 (кривые 3—6). Здесь же приведена расчетная зависимость  $\gamma$  выходного шума, который наблюдался бы при подключении к устройству идеального генератора фототока  $1,0 \cdot 10^{-7}$  А, содержащего дробовой шум. Отклонение от белого шума на выходе обусловлено главным образом передаточной характеристикой УВХ вида  $\sin(\omega\theta/2)/(\omega\theta/2)$ .

Видно, что при большом сопротивлении имитатора вводимый токовый шум оказывается меньше (!) дробового шума идеального источника тока, т.е. переноса не приобретает характер случайной эмиссии.) Тепловой же шум МДП-источника тока в области сильной инверсии и насыщения, действительно, меньше дробового шума идеального источника тока:

$$\frac{8}{3} kTg_m \leq 2qI,$$

так как его дифференциальная крутизна  $g_m$ , пропорциональная корню из тока, всегда меньше своего предельного значения  $qI/kT$  в слабой инверсии. Это обстоятельство представляется интересным и показывает перспективность обработки сигналов в токовой моде.

На низких частотах преобладал  $1/f$ -шум источников тока на МДП-транзисторах. Причем при азотной температуре наблюдался заметный относительный рост данной компоненты по сравнению с тепловым шумом. Тепловой токовый шум слабо изменяется при понижении температуры: рост подвижности и соответственно крутизны компенсируется уменьшением характерной энергии  $kT$  хаотического движения. В то же время мощность токового  $1/f$ -шума растет как квадрат крутизны.

При расчетах шумов схем на МДП-транзисторах обычно считается, что удельная мощность напряжения  $1/f$ -шума есть константа, определяемая типом транзистора. Однако в нашем случае при пересчете выходного  $1/f$ -шума ко входу было обнаружено значительное отклонение от этого правила. Результаты по четырем зависимостям (см. рис. 5, 3—6) сведены в табл. 1.

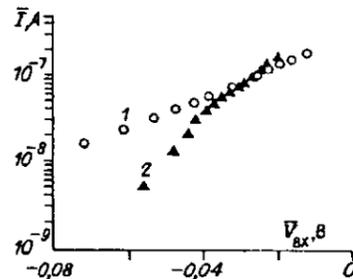
Меньшая удельная мощность  $1/f$ -шума входного МДП-транзистора может быть связана с тем, что данный транзистор ионно-легированный. Схожее поведение, характерное только для  $p$ -канальных транзисторов, отмечалось в [7]. Наблюдаемая корреляция между высокой подвижностью длинноканального МДП-транзистора и большим уровнем  $1/f$ -шума частично соответствует подвижностной модели  $1/f$ -шума [12]. Данное утверждение, однако, требует дополнительной независимой проверки ввиду косвенного характера вычислений подвижности и приведенного ко входу шумового напряжения.

Таблица 1

Номер кривой	$T, K$	$g_m^{-1}, \text{МОм}$	$W/L$	$\mu, \text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$	$K, \text{Кл}^2/\text{см}^2$
3	300	1,2	14/50	270	$1,6 \cdot 10^{-32}$
4	77	0,48	14/50	2400	$2,0 \cdot 10^{-32}$
5	300	0,4	70/10	140	$4,1 \cdot 10^{-33}$
6	77	0,14	70/10	1000	$4,1 \cdot 10^{-33}$

Рис. 6. Входные вольт-амперные характеристики одного канала  $p$ -МОП мультиплексора, иллюстрирующие влияние импульсных наводок на усредненную крутизну входного транзистора:

1 — уровень нестабильности  $V_{вх} \approx 100$  мВ (от пика до пика), 2 — уровень наводки  $< 5$  мВ. Измерялись усредненные значения тока  $\bar{I}$  и напряжения  $V_{вх}$



Из экспериментальных исследований шумов также следует, что мультиплексор КТ-3 способен с большим запасом обеспечить режим считывания с шумами, ограниченными флуктуациями фонового потока (режим ОФ), при времени интегрирования тока порядка 100 мкс, фототоке  $10^{-7}$  А и сопротивлении детектора более 1 МОм. При других параметрах тока и быстродействия сравнительную оценку шумов мультиплексора следует проводить по оценкам, изложенным выше.

Экспериментальные исследования влияния импульсных наводок на режим считывания фототока дали следующие результаты. В первой конструкции схемы на входе мультиплексора наблюдалась импульсная наводка до 100 мВ. Отделение линии «земли» токового зеркала от подложки позволило снизить ее уровень в следующей конструкции до 5 мВ. При этом наблюдалось улучшение крутизны входной вольт-амперной характеристики более чем в 2 раза (рис. 6) в качественном соответствии с оценками, проведенными в работе.

2.2. КМОП-мультиплексор  $64 \times 1$  с буферными усилителями на входе. На рис. 7 изображена схема одного канала разработанного 64-канального мультиплексора, выполненного по КМОП-технологии с  $p$ -карманом. Схема предназначена для считывания сигналов с линейки  $pn$ -диодов, например, на основе соединения CdHgTe. Дифференциальный усилитель на транзисторах  $T1-T5$  в данной схеме, помимо функции формирования точного, термостабильного смещения (с однородностью  $\pm 5$  мВ), обеспечивает низкое входное сопротивление схемы считывания. Параметры (площадь и aspectное отношение,  $W/L = 500/7$ , в мкм) транзисторов дифференциального каскада выбирались из условия минимизации шума при небольшом потребляемом токе ( $\sim 16$  мкА/каскад). Расчетная спектральная мощность  $S_v$  шумового напряжения для активного транзистора ( $T1$  или  $T2$ ) каскада приведена на рис. 3 (кривая 4). Крутизна транзистора при азотной температуре была достаточно высокой —  $3 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}^{-1}$ . Поэтому, если принять во внимание только тепловой шум, то по условию (4) мультиплексор можно было бы применить для считывания с фотодиодов сопротивлением порядка 10 кОм. Однако при учете  $1/f$ -

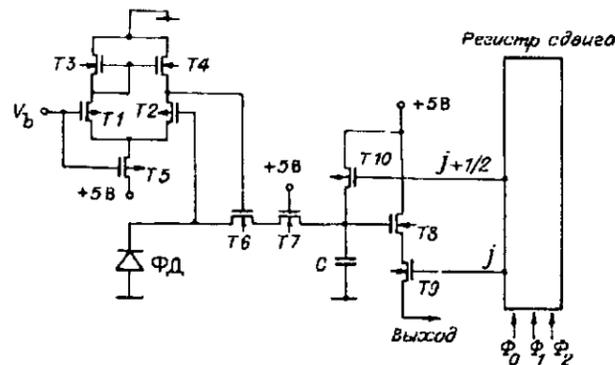


Рис. 7. Схема одного канала 64-канального КМОП-мультиплексора, отличающегося наличием на входе дифференциальных усилителей:  
 $n$ -канальные МДП-транзисторы находятся в заземленном  $p$ -кармане; на подложку с  $p$ -канальными транзисторами подано смещение +5 В

шума из условия (6) и сравнения расчетного шума транзистора дифференциального каскада с шумами резистора 100 кОм (см. рис. 3) следует, что минимальное сопротивление детектора, с которым возможна малозумящая работа схемы, лишь 200 кОм при времени интегрирования 100 мкс. При больших временах накопления сопротивление датчика должно быть еще большим. Таким образом, буферный КМОП-усилитель при работе с низкоомными фотодиодами расширяет диапазон применимости схемы не в 100, а всего лишь в несколько раз именно из-за  $1/f$ -шумов МДП-транзисторов. Резервы же снижения  $1/f$ -шума, например, за счет увеличения площади затворов или удельной емкости диэлектрика весьма ограничены.

Экспериментально измеренная эквивалентная шумовая ЭДС данного ОУ составила 2,1—2,3 мкВ (77, 300 К;  $\theta = 10^{-4}$  с) в хорошем согласии с расчетами.

Входной узел с буферным усилителем сконструирован по схеме из [3]. Заметим, однако, что если транзисторы  $T3$ ,  $T4$  и  $T6$  имеют равные пороговые напряжения, то за счет разницы токов через дифференциальный каскад и фотоприемник транзистор  $T4$  смещается в крутую область характеристик и коэффициент усиления каскада резко падает. Увеличение порогового напряжения транзистора  $T6$  на 0,4 В методом ионной имплантации сделало данную схему работоспособной.

Фототок через экранирующий МДП-транзистор  $T7$  непрерывно поступает на интегрирующую емкость  $C$ , которая периодически заряжается до напряжения источника питания. Считывание сигнала на емкости, пропорционального величине накопленного за один цикл заряда, происходит аналогично рассмотренному выше. По КМОП-регистру сдвига, управляемому импульсными напряжениями  $\Phi_0$ — $\Phi_2$ , передвигается импульс с высоким логическим уровнем «1». С появлением «1» на  $j$ -м выходе регистра ключ  $T9$  открывается и на выходной шине, нагруженной на резистор или источник тока, появляется сигнал, соответствующий напряжению на затворе транзистора считывания  $T8$ . Через  $1/2$  такта на промежуточном  $j + 1/2$  выходе регистра появляется импульс, открывающий транзистор сброса  $T10$ , и на шине считывания возникает сигнал, соответствующий напряжению зарядки емкости. Разница двух сигналов, пропорциональная величине сигнала заряда, вычисляется с помощью устройства ДКВ.

Описанный мультиплексор удобен в обращении, так как требует для работы только три источника постоянного напряжения: 0, +5 В и +0 + 50 мВ — точно подстраиваемое обратное смещение фотодиода  $V_b$ , а также три импульсных напряжения для регистра сдвига.

Изготовленные мультиплексоры ориентированы, как уже отмечалось, на подключение к линейкам ИК-фотодиодов, однако в качестве источника сигналов можно использовать любой другой набор датчиков тока, фотосопротивлений. Некоторые параметры мультиплексоров, не приведенные выше, сведены в табл. 2.

В ходе анализа токовых методов считывания было установлено, что при большом обратном сопротивлении диода (хороший детектор), но малом уровне ИК-фона данные методы неэффективны. (Ориентировочно прямоинжекци-

Таблица 2

Параметр	p-MOP-мультиплексор рис. 4	КМОП-мультиплексор рис. 7
Шаг входных площадок, мкм	120	100
Время накопления, мкс	> 30	> 50
Максимальный заряд, пКл	30	25

онный вход перестает работать при фоновых токах  $\leq 10^{-9}$  А, предельный ток для схемы с буфером —  $\sim 10^{-11}$  А.) Однако именно в этом случае детектор, как правило, допускает большие рабочие напряжения, а значит, возможно интегрирование тока либо непосредственно на детекторе, либо на переключаемой емкости в цепи обратной связи операционного усилителя [13].

3. Основные результаты и выводы. Рассмотрены основные проблемы реализации эффективного малошумящего считывания фототока в гибридной сборке: линейка ИК-фотодиодов — кремниевый мультиплексор.

Показано, что при совместном использовании технологических и схемных приемов можно добиться хорошей однородности входных смещений в мультиплексорах (не хуже  $\pm 5$  мВ), что позволяет достичь минимального уровня шумов фотодиодов.

Установлено, что собственные шумы токовых схем считывания в значительной степени предопределяются параметрами фотодатчиков: их внутренним сопротивлением, емкостью детектора, а также уровнем ИК-фонового излучения и быстродействием (временем накопления). Предложена система простых критериев для выбора способа считывания фототока в зависимости от этих параметров с целью достижения высокой эффективности считывания и малых собственных шумов мультиплексора. Показано, что применимость высокоэффективной методики токового считывания с буферным КМОП-усилителем на практике ограничивается:

- а) при малом сопротивлении детектора  $1/f$ -шумом усилителя,
- б) при большом сопротивлении детектора, малом уровне ИК-фона и высоком быстродействии широкополосным " $w^2C^2$ "-шумовым током — током смещения через входную емкость, задаваемым белым шумом усилителя.

Исследовано влияние на режим считывания импульсных наводок на процесс считывания фототока. Показано, что они приводят к снижению входной проводимости схемы и соответственно коэффициента ввода фототока.

На основе проведенного анализа разработаны и изготовлены два 64-канальных мультиплексора, ориентированные на совместную работу с линейками  $p^+n$ - и  $n^+p$ -ИК-фотодиодов. Экспериментальные исследования шумов из мультиплексоров продемонстрировали способность схем обеспечить режим, ограниченный флуктуациями фонового заряда (режим ОФ), для заданных параметров датчика.

В заключение авторы выражают благодарность В. В. Ольшанецкой за работу по проектированию фотошаблонов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Longo J. T. et al. Infrared focal planes in intrinsic semiconductors // IEEE J. Sol.-St. Circ.—1978.—SC-13, N 1.—P. 139.
2. Bluzer N., Jensen A. S. Current readout of infrared detectors // Opt. Eng.—1987.—26, N 3.—P. 241.
3. Lockwood A. H., Parrish W. J. Predicted performance of indium antimonide focal plane arrays // Ibid.—P. 228.
4. Tobin S. P., Shigesato I., Tredwell T. J.  $1/f$  noise in (Hg, Cd)Te photodiodes // IEEE Trans. Electron Dev.—1980.—ED-27, N 1.—P. 43.
5. Vinson A. L., Dereniak E. L. Measurement of  $1/f$  noise of HgCdTe, PtSi, and InSb // SPIE Proc.—1985.—572.—P. 109.
6. Gray P. R. Basic MOS operational amplifier design—an overview // Analog MOS Integrated Circuits /Ed. P. R. Gray et al.—N. Y.: IEEE Press, 1980.—P. 28.
7. Элстот Д. Дж., Блэк У. С. Технология и проектирование монолитных МОП фильтрующих систем с переключаемыми конденсаторами // ТИИЭР.—1983.—71, № 8.
8. Hsu S. T. Surface state related  $1/f$  noise in MOS transistors // Sol.-St. Electron.—1970.—13.—P. 1451.
9. Thornber K. K. Theory of noise in charge-transfer devices // Bell Syst. Techn. J.—1974.—53, N 7.—P. 1211.
10. Forsthoefel J. J., Davis R. M. et al. Performance of a linear multiplexed MWIR FPA featuring buffered direct injection // SPIE Proc.—1989.—1157.—P. 329.

- 
11. Bailey R. B., Kozlowski L. J. et al. 256 × 256 hybrid HgCdTe infrared focal plane arrays // IEEE Trans. Electron Dev.—1991.—ED-38, N 5.—P. 1094.
  12. Vandamme L. K. J. Model for 1/f noise in MOS transistors biased in the linear region // Sol.-St. Electron.—1980.—23.—P. 317.
  13. Dierickx B., Cos S., Vermeiren J. et al. Liquid helium operation of CMOS multiplexer circuits for far infrared detector arrays // SPIE Proc.—1989.—1157.—P. 24.

*Поступила в редакцию 2 июня 1993 г.*

---

---

**Реклама продукции в нашем журнале — залог Вашего успеха!**