

Расчёт схем считывания зарядов мультиплексоров на ПЗС

Завадский Ю. И., Кузнецов Ю. А., Хотянов Б. М., Чернокожин В. В.

Сформулированы условия работоспособности и предложена методика расчёта схем считывания с диффузионной областью и двухкаскадным истоковым повторителем мультиплексоров на ПЗС, предназначенных для гибридных ИК фотоприёмных устройств. Указанная методика позволяет минимизировать статическую мощность, рассеиваемую схемой считывания на кристалле (при введении ряда условий на квазистатические параметры схемы). Достоинством описываемой методики является то, что она даёт возможность произвести расчёт выходной схемы без использования компьютера, требующего написания специальной компьютерной программы, что значительно упрощает процесс проектирования выходной схемы.

В аналоговых и фотоприёмных устройствах на ПЗС для считывания зарядов при достаточно высокой тактовой частоте широко применяются выходные схемы с диффузионной областью и двухкаскадным истоковым повторителем [1-8]. При этом в целом ряде случаев (например, при построении ИК фотоприёмных устройств, работающих при низких температурах [2, 3, 9-12]) важной задачей является минимизация средней мощности, рассеиваемой схемой считывания зарядов из ПЗС на кристалле, что позволит снизить тепловыделение кристалла ПЗС.

Отдельные вопросы расчёта схем считывания зарядов с диффузионной областью рассмотрены в ряде работ [1-4, 13]. Наиболее полно методика расчёта таких схем изложена в работе [8], где задача нахождения конструктивных параметров элементов схемы сформулирована в виде задачи оптимизации с использованием компьютера (что предполагает написание соответствующей компьютерной программы). По сравнению с перечисленными известными работами настоящая статья имеет ряд отличий в условиях работоспособности выходной схемы. Кроме того, в отличие от известных работ предложенная в статье методика расчёта выходной схемы с диффузионной областью и двухкаскадным истоковым повторителем даёт возможность минимизировать статическую мощность, рассеиваемую ею на кристалле, при соблюдении ряда условий на квазистатические параметры схемы (то есть произвести так называемую условную оптимизацию). Введение этих условий позволяет выполнить расчёт выходной схемы без использования компьютера, исключая необходимость написания специальной компьютерной программы, что упрощает процесс проектирования.

Принципиальная электрическая схема и временные диаграммы тактовых импульсов изображены на рис. 1, 2 соответственно. ПЗС имеют поверхностный канал n -типа [1-3]. Нагрузочное сопротивление $R_{н}$ второго каскада истокового повторителя расположено вне кристалла ПЗС. Предполагается, что внешнее считывающее устройство, на которое поступает сигнал с выхода указанного истокового повторителя, содержит схему двойной коррелированной выборки (ДКВ) [2, 3], обеспечивающую подавление шума восстанавливающего МДП-транзистора Т1 (и ёмкостной помехи от спада восстанавливающего импульса $\Phi_{в}=\Phi_{з}$ на выходную диффузионную область "А" $U_{пом.А}$).

Заземляющий ключ схемы ДКВ открыт в интервале времени от начала спада импульса $\Phi_B = \Phi_3$ до начала спада импульса Φ_4 (рис. 2).

При выводе расчётных соотношений были использованы квазистатические модели ПЗС и МДП-транзистора с линеаризацией заряда подложки [4, 8, 14-18].

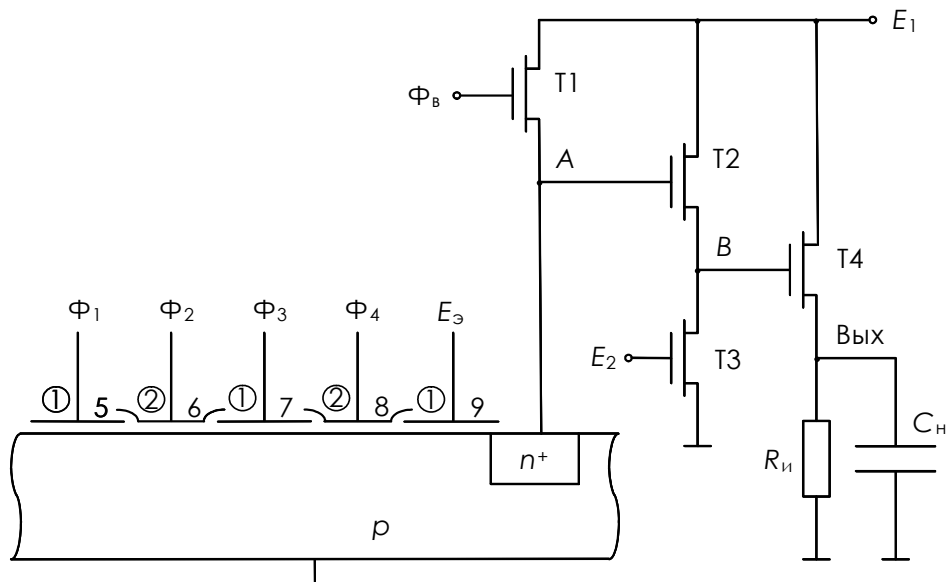


Рис. 1.

Схема считывания зарядов из РС на ПЗС:

①, ② - 1-ый и 2-ой уровни поликремниевых затворов соответственно.

Затворы МДП-транзисторов T1 - T4 выполнены в 1-ом уровне поликремния. Импульсы $\Phi_B = \Phi_3$

Условия работоспособности схемы считывания и методика её расчёта

1. На фронте импульса Φ_4 часть зарядового пакета из ПЗС 6, 7 не должна проскочить через ПЗС E_3 в выходную диффузионную область "А" и далее через восстанавливающий транзистор T1 в источник питания E_1 . Отсюда должно быть

$$A_7 \geq \frac{Q_{\max}}{C_d(U_{\Phi} - E_3)}, \quad (1)$$

где A_j - площадь j -го затвора, Q_{\max} - заданный максимальный заряд, считываемый из регистра сдвига (РС) на ПЗС (имеются в виду абсолютные величины подвижных зарядов), C_d - удельная (на единицу площади) ёмкость диэлектрика затвора. Черта снизу и сверху обозначает соответственно минимальное и максимальные значения параметра.

2. Для обеспечения возможности работы схемы ДКВ в интервале между спадами импульсов Φ_3 и Φ_4 считываемый заряд после спада импульса $\Phi_3 = \Phi_B$ должен не переливаться через ПЗС E_3 в выходную диффузионную область "А". Поэтому должно быть

$$A_8 \geq \frac{Q_{\max}}{C_d(U_{\Phi} - E_3)}. \quad (2)$$

3. Скорость спада импульса Φ_4 на затворе 8 $\left| \frac{d\Phi_4}{dt} \right|$ должна быть не слишком

высокой для того, чтобы заряд из ПЗС 8 успевал стекать через канал под экранирующим затвором 9 и не переливался обратно через потенциальный барьер между ПЗС 8 и 7 (рис. 1, 2). Анализ показал, что это требование приводит к следующему условию работоспособности:

$$\left| \frac{d\Phi_4}{dt} \right| \leq \frac{k_9}{(1+\eta)A_8C_d} \left[E_3 - U_{cm} - (1+\eta)\Delta U_{78} \right]^2, \quad (3)$$

где

$$k_j = k_0 \frac{Z_j}{L_j} \quad (4)$$

- удельная крутизна j -го МДП-транзистора; Z_j , L_j - ширина и длина канала этого транзистора соответственно; $k_0 = \mu C_d / 2$; μ - подвижность носителей в канале; η - коэффициент влияния заряда подложки; ΔU_{78} - запас ($\Delta U_{78} \geq 0$). При некриогенных температурах T , на которых работают схемы считывания зарядов из ПЗС, величина k_0 изменяется с температурой за счёт изменения подвижности μ следующим образом [2, 3, 8, 9, 14, 17]:

$$k_0(T) = k_0(T_0) \frac{T_0}{T}. \quad (5)$$

Величина k_9 в соотношении (3) рассчитывается при температуре \bar{T} .

Между ПЗС 8 и E_3 должен также обеспечиваться запас Δ “на тянущее поле” [1, 8]:

$$E_3 \geq U_{cm} + (1+\eta)\Delta. \quad (6)$$

4. Восстанавливающий МДП-транзистор Т1 (рис. 1) должен работать в крутой области характеристик для повышения его быстродействия [8, 17, 18], то есть должно быть

$$E_1 < \frac{U_\phi - \bar{U}_0}{1+\eta}, \quad (7)$$

где U_0 - пороговое напряжение МДП-структуры.

5. Минимальное допустимое значение суммарной ёмкости, подключённой к узлу “А”, C_A (рис. 1, 2), определяется двумя обстоятельствами. Во-первых, заряд Q_{\max} должен целиком уместиться в выходной диффузионной области “А” [8]. Во-вторых, при считывании заряда Q_{\max} напряжение на выходе двухкаскадного истокового повторителя $U_{\text{вых}}(Q)$ не должно опускаться ниже определённого, заданного, значения U_{\min} для сохранения достаточной линейности статической передаточной характеристики его второго каскада:

$$U_{\text{вых}}(Q_{\max}) \geq U_{\min}. \quad (8)$$

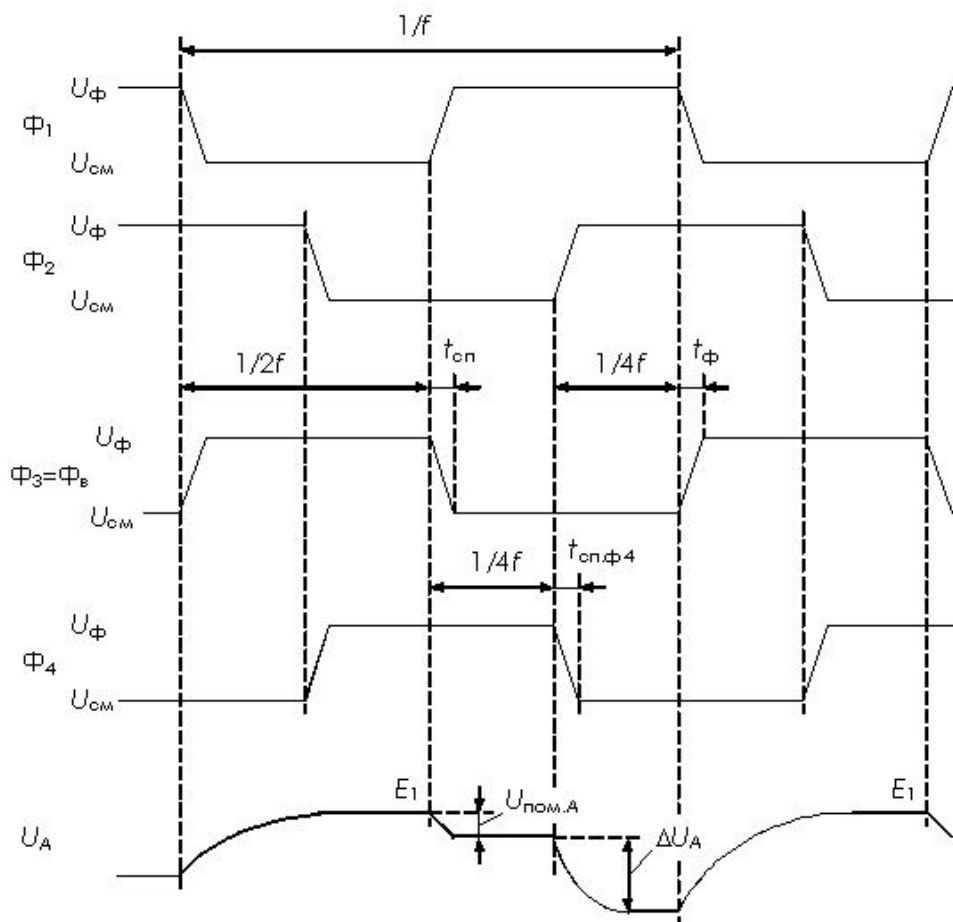


Рис. 2.

Временные диаграммы тактовых импульсов. Напряжение U_A показано не в масштабе

Наложим следующие условия на квазистатический режим работы активных МДП-транзисторов Т2, Т4 двухкаскадного истокового повторителя (рис. 1):

$$U_A(Q_{\max}) - U_0 - (1 + \eta)U_B(Q_{\max}) = \Delta_1, \quad (9)$$

$$U_B(Q_{\max}) - U_0 - (1 + \eta)U_{\text{вых}}(Q_{\max}) = \Delta_2 \quad (10)$$

при $\underline{E}_1, \bar{U}_0, \bar{T}$, где $U_A(Q), U_B(Q)$ – напряжения на выходной диффузионной области “А” и в выходном узле первого каскада истокового повторителя “В” соответственно;

Δ_1, Δ_2 – заданные значения. Равенства (8) - (10) позволяют рассчитать величины $\frac{k_3}{k_2}$

и $k_4 R_{\text{н}}$, которые определяют статические передаточные характеристики первого и второго каскадов истокового повторителя соответственно. Хотя наложение условий (8) - (10), включающих в себя “интуитивно” заданные значения $U_{\min}, \Delta_1, \Delta_2$, содержит “элемент произвола”, оно упрощает процесс проектирования, так как позволяет достаточно легко за небольшое число итераций произвести расчёт схемы без использования компьютера, требующего написания специальной компьютерной программы.

Исходя из вышесказанного в п. 5, получим следующее минимальное допустимое значение ёмкости:

$$C_A = \frac{Q_{\max}}{E_1 - U_{\text{пом.}A} - B}, \quad (11)$$

где

$$B = \max. \left[\frac{E_2 - U_0}{1 + \eta} + \Delta_A, (1 + \eta)^2 U_{\min} + (2 + \eta) \bar{U}_0 + \Delta_1 + (1 + \eta) \Delta_2 \right], \quad (12)$$

Δ_A – запас “на тянущее поле”, обеспечивающий достаточно полную экстракцию заряда из-под экранирующего затвора 9.

Для получения максимального перепада напряжения на выходной диффузионной области “А” ΔU_A при считывании заряда Q (рис. 1, 2) выберем величину суммарной ёмкости C_A равной минимальному допустимому значению (11). Эта величина C_A реализуется путём задания соответствующего значения ширины канала МДП-транзистора Т2 Z_2 (длины каналов транзисторов Т2 и Т4 берутся минимальными: $L_2 = L_4 = L_{\min}$). При этом предполагается, что для изоляции элементов выходной схемы от подложки используется технология локального окисления кремния (ЛОКОС) [2, 3], при которой алюминиевые шины металлизации формируются на толстом окисле. Поэтому паразитная ёмкость шины металлизации, соединяющей диффузионную область “А” с затвором транзистора Т2, $C_{\text{мет.}A}$ оказывается достаточно малой, что позволяет реализовать заданное значение ёмкости C_A при $Z_2 \geq Z_{\min}$ (где Z_{\min} – минимальная возможная ширина канала МДП-транзистора).

Итак, приравнивая заданную величину суммарной ёмкости C_A (11) к величине этой же ёмкости, но выраженной через конструктивно-топологические параметры схемы [8], найдём из полученного уравнения ширину канала транзистора Т2 Z_2 . Если топология выходной схемы (рис. 1) спроектирована таким образом, что паразитная ёмкость металлизации $C_{\text{мет.}A}$ минимальна, то найденная величина Z_2 будет представлять собой максимальное возможное значение ширины канала транзистора Т2 $Z_2 = Z_{2,\max}$. Однако при этой максимальной ширине $Z_{2,\max}$ ток транзистора Т2 и, соответственно, мощность, потребляемая выходной схемой, могут оказаться слишком большими. В этом случае надо будет величину Z_2 уменьшить по сравнению с $Z_{2,\max}$, а для сохранения требуемого значения (11) суммарной ёмкости C_A соответственно увеличить паразитную ёмкость металлизации $C_{\text{мет.}A}$ за счёт подключения к выходной диффузионной области “А” дополнительной ёмкости.

6. При считывании минимального перепада заряда ΔQ_{\min} перепад напряжения на выходе схемы $\Delta U_{\text{вых}}$ должен быть

$$\Delta U_{\text{вых}} \geq \Delta U_{\text{вых.мин}}, \quad (13)$$

откуда вытекает условие работоспособности

$$\gamma_1 \gamma_2 \geq \frac{C_A \Delta U_{\text{вых.мин}}}{Q_{\max}} \cdot \frac{Q_{\max}}{\Delta Q_{\min}}, \quad (14)$$

где γ_1, γ_2 – статические коэффициенты передачи первого и второго каскадов

истокового повторителя соответственно. Значения $\Delta U_{\text{вых. мин}}$, $Q_{\text{макс}}$ и $\frac{Q_{\text{макс}}}{\Delta Q_{\text{мин}}}$ являются заданными.

Предполагается, что транзистор ТЗ работает в пологой области характеристик (в режиме генератора тока), что обеспечивает максимальное идеализированное значение коэффициента передачи первого каскада [8]:

$$\gamma_1 = \frac{dU_B}{dU_A} = \frac{1}{1+\eta} \quad (15)$$

Коэффициент передачи второго каскада

$$\gamma_2 = \frac{dU_{\text{вых}}}{dU_B} = \frac{2k_4 R_{\text{и}} [U_B - U_0 - (1+\eta)U_{\text{вых}}]}{(1+\eta)\{1 + 2k_4 R_{\text{и}} [U_B - U_0 - (1+\eta)U_{\text{вых}}]\}} \quad (16)$$

Значения $\frac{k_3}{k_2}$ и $k_4 R_{\text{и}}$ определяются на основе равенств (8) – (10) и составляют:

$$\frac{k_3}{k_2} = \left(\frac{\Delta_1}{E_2 - U_0} \right)^2, \quad (17)$$

$$k_4 (\bar{T}) R_{\text{и}} = \frac{(1+\eta)U_{\text{мин}}}{\Delta_2^2} \quad (18)$$

7. Время переключения двухкаскадного истокового повторителя (рис. 1) при считывании заряда $Q_{\text{макс}}$ $t_{\text{сч}}$ рассчитывается по приближённой формуле [8, 19]

$$t_{\text{сч}} = \sqrt{t_{\text{сч.1}}^2 + t_{\text{сч.2}}^2}, \quad (19)$$

где $t_{\text{сч.1}}$, $t_{\text{сч.2}}$ – времена переключения от ступенчатых входных перепадов напряжения первого и второго каскадов истокового повторителя соответственно (рассчитываются по модели МДП-транзистора для большого сигнала). Должно быть (рис. 2)

$$t_{\text{сч}} \leq \frac{1}{4f} - t_{\text{сп.ф4}} - t_{\text{выд}}, \quad (20)$$

где заданные величины: f – тактовая частота, $t_{\text{сп.ф4}}$ – длительность спада тактового импульса Φ_4 , $t_{\text{выд}}$ – минимальное время выдержки считанного сигнала на выходе двухкаскадного истокового повторителя.

8. Время переключения двухкаскадного истокового повторителя при считывании на выход помехи от спада импульса $\Phi_{\text{в}}$ $U_{\text{пом.А}}$ (рис. 1, 2) $t_{\text{сч.п}}$ равно

$$t_{\text{сч.п}} = \sqrt{t_{\text{сч.1.п}}^2 + t_{\text{сч.2.п}}^2}, \quad (21)$$

где $t_{\text{сч.1.п}}$, $t_{\text{сч.2.п}}$ – времена переключения от ступенчатых входных перепадов напряжения первого и второго каскадов истокового повторителя соответственно. Должно быть

$$t_{\text{сч.п}} \leq \frac{1}{4f} - t_{\text{сп}} - t_{\text{ДКВ}}, \quad (22)$$

где заданные величины: $t_{\text{сп}}$ – длительность спада тактового импульса $\Phi_3 = \Phi_{\text{в}}$, $t_{\text{ДКВ}}$ –

время, необходимое для размыкания заземляющего ключа в схеме ДКВ [2, 3] (он должен успеть разомкнуться до начала спада импульса Φ_4).

9. Время восстановления исходного уровня напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ после считывания заряда t_B (рис. 1) равно

$$t_B = \sqrt{t_{B,A}^2 + t_{B,1}^2 + t_{B,2}^2}, \quad (23)$$

где $t_{B,A}$ - время восстановления исходного уровня напряжения E_1 на выходной диффузионной области "А"; $t_{B,1}$, $t_{B,2}$ - времена переключения от ступенчатых входных перепадов напряжения первого и второго каскадов истокового повторителя соответственно при восстановлении. Должно быть (рис. 2)

$$t_B \leq \frac{1}{2f} - t_\phi, \quad (24)$$

где заданная величина t_ϕ - длительность фронта тактового импульса $\Phi_3 = \Phi_B$.

Времена $t_{\text{сч.1.п}}$, $t_{\text{сч.2.п}}$, $t_{B,A}$, $t_{B,1}$, $t_{B,2}$ рассчитываются с использованием малосигнальной модели МДП-транзистора [17, 20].

10. Важнейшей характеристикой схемы считывания зарядов из ПЗС с двухкаскадным истоковым повторителем (рис. 1) при использовании её в гибридных ИК фотоприёмных устройствах, работающих при низких температурах, является средняя мощность, рассеиваемая схемой на кристалле, так как она влияет на тепловыделение кристалла ПЗС [2, 3, 9-12]. Для упрощения расчётов вместо средней рассеиваемой мощности будем рассматривать близкую к ней по величине статическую рассеиваемую на кристалле мощность выходной схемы $P_{\text{ВЫХ}}$ при $U_A = E_1$ и соответствующих статических значениях напряжений U_B и $U_{\text{ВЫХ}}$:

$$P_{\text{ВЫХ}} = P_{T2} + P_{T3} + P_{T4}, \quad (25)$$

где P_{T2} , P_{T3} , P_{T4} - статические мощности, рассеиваемые транзисторами T2, T3, T4 соответственно (напомним, что нагрузочный резистор $R_{\text{и}}$ размещён вне кристалла).

Статическая мощность $P_{\text{ВЫХ}}$ рассчитывается при \bar{E}_1 , \bar{E}_2 , \underline{U}_0 , \underline{T} , соответствующих худшему случаю.

Анализ показал, что мощность $P_{\text{ВЫХ}}$ (25) можно представить в виде

$$P_{\text{ВЫХ}} = H_2 Z_2 + H_4 Z_4, \quad (26)$$

где H_2 , H_4 - коэффициенты.

11. Расчёты показали, что из требований по быстродействию выходной схемы (рис. 1, 2) (20), (22) и (24) существенным является лишь требование (20). Из проведённого анализа следует, что величину $t_{\text{сч}}^2$ можно представить в виде

$$t_{\text{сч}}^2 = \left(\frac{G_6}{Z_2} + G_7 + G_8 \frac{Z_4}{Z_2} \right)^2 + \frac{G_9}{Z_4^2}, \quad (27)$$

где G_6 , G_7 , G_8 , G_9 - коэффициенты.

12. При фиксированных (не зависящих от Z_2 , Z_4) величинах $\frac{k_3}{k_2}$ (17), $[k_4(\bar{T})R_{\text{и}}]$

(18) и C_A (11) найдём такие значения переменных Z_2, Z_4 , которые минимизируют статическую мощность выходной схемы (рис. 1), рассеиваемую на кристалле, $P_{\text{ВЫХ}}$ (26) при выполнении требования (20) по быстродействию схемы при считывании заряда $Q_{\text{макс}}$ (то есть произведём условную оптимизацию схемы считывания, так как

наложены дополнительные требования по величинам $\frac{k_3}{k_2}$, $[k_4(\bar{T})R_n]$ и C_A).

При этом должно быть

$$Z_{\text{мин}} \leq Z_2 \leq Z_{2,\text{макс}}, \quad (28)$$

где согласно сказанному выше (в п. 5) величина $Z_{2,\text{макс}}$ соответствует минимальному возможному значению ёмкости металлизации $C_{\text{мет.А}}$.

Ясно, что при минимуме $P_{\text{ВЫХ}}$ (26) ограничение (20) должно выполняться как равенство (иначе можно было бы уменьшить Z_2, Z_4 , сохранив строгое неравенство (20), и тем самым понизить значение $P_{\text{ВЫХ}}$). То есть с учётом соотношения (27) в задаче оптимизации должно выполняться ограничение-равенство:

$$\left(\frac{G_6}{Z_2} + G_7 + G_8 \frac{Z_4}{Z_2} \right)^2 + \frac{G_9}{Z_4^2} = G_{10}, \quad (29)$$

где G_{10} - это квадрат правой части неравенства (20), не зависящий от Z_2, Z_4 .

Разрешая уравнение (29) относительно неизвестного Z_2 , найдём:

$$Z_2 = \frac{G_6 + G_8 Z_4}{\sqrt{G_{10} - \frac{G_9}{Z_4^2} - G_7}}. \quad (30)$$

В этой формуле должно быть

$$\sqrt{G_{10} - \frac{G_9}{Z_4^2} - G_7} > 0, \quad (31)$$

откуда получается ограничение снизу на величину Z_4 :

$$Z_4 > \sqrt{\frac{G_9}{G_{10} - G_7}}. \quad (32)$$

Подставляя выражение (30) в соотношение (26), получим формулу для мощности $P_{\text{ВЫХ}}$ как функции одной переменной Z_4 :

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{H_2(G_6 + G_8 Z_4)}{\sqrt{G_{10} - \frac{G_9}{Z_4^2} - G_7}} + H_4 Z_4. \quad (33)$$

Так как функция $P_{\text{ВЫХ}}(Z_4)$ (33) имеет сложный вид, её минимум целесообразно искать численно, произведя вычисление $P_{\text{ВЫХ}}$ для нескольких значений Z_4 , удовлетворяющих неравенству (32). При этом удобно для заданного значения Z_4 сначала рассчитывать величину Z_2 по формуле (30), проверять для неё выполнение условия (28), а затем (в случае выполнения этого условия) вычислять мощность $P_{\text{ВЫХ}}$ непосредственно по формуле (26).

По известным значениям Z_2 , Z_4 и $\frac{k_3}{k_2}$, $[k_4(\bar{T})R_{и}]$, учитывая соотношение (4),

найдем величины:

$$R_{и} = \frac{[k_4(\bar{T})R_{и}]L_4}{k_0(\bar{T})Z_4}, \quad (34)$$

$$\frac{Z_3}{L_3} = \frac{Z_2}{L_2} \cdot \frac{k_3}{k_2}. \quad (35)$$

При этом целесообразно взять $Z_3 > Z_{\text{мин}}$ и достаточно большое значение L_3 (например, $L_3 = 30$ мкм), что позволяет уменьшить эффект модуляции длины канала МДП-транзистора Т3 и сделать его режим работы более близким к идеальному генератору тока [17, 18, 21].

По изложенной выше методике был проведен расчёт схемы считывания (рис. 1, 2). Основные исходные данные следующие: $T = (80-100)\text{К}$, $f = 1,5$ МГц,

$Q_{\text{макс}} = 0,64$ пКл (соответствует $4 \cdot 10^6$ электронам), $\frac{Q_{\text{макс}}}{\Delta Q_{\text{мин}}} = 5000$, $\Delta U_{\text{вых.мин}} = 1$ мВ,

$C_{и} = 20$ пФ, $U_{\phi} = 20$ В $\pm 10\%$, $Z_{\text{мин}} = 6$ мкм, $L_{\text{мин}} = 5$ мкм. В результате расчёта было найдено значение $Z_{2,\text{макс}} = 65$ мкм, а из условия (32) получилось ограничение $Z_4 > 124,3$ мкм. Для 10-ти значений Z_4 в интервале от 125 мкм до 170 мкм были рассчитаны величины Z_2 по формуле (30), для них было проверено выполнение неравенств (28) и вычислены значения $P_{\text{вых}}$ по выражению (26). Таким путём “последовательных приближений” была найдена точка $Z_4 = 136$ мкм, $Z_2 = 17$ мкм, соответствующая минимуму мощности $P_{\text{вых}} = 27,4$ мВт.

Заключение

Проведён анализ схемы считывания зарядов из ПЗС с диффузионной областью и двухкаскадным истоковым повторителем и сформулированы условия её работоспособности. Эти условия учитывают специфику выходных схем мультиплексоров на ПЗС, предназначенных для гибридных ИК фотоприёмных устройств (необходимость минимизации средней мощности, рассеиваемой схемой считывания на кристалле, четырёхтактное управление выходным РС на ПЗС с хранением заряда под двумя соседними затворами, наличие двойной коррелированной выборки), и содержат более точный по сравнению с известными публикациями [1-4, 8, 13] анализ работы экранирующего затвора, расположенного между РС на ПЗС и выходной диффузионной областью, процесса восстановления исходного состояния схемы после считывания очередного заряда и быстрого действия двухкаскадного истокового повторителя при считывании заряда.

Предложена методика расчёта схемы считывания с диффузионной областью и двухкаскадным истоковым повторителем, дающая возможность минимизировать статическую мощность, рассеиваемую ею на кристалле, при соблюдении ряда условий на квазистатические параметры схемы (то есть произвести так называемую условную оптимизацию). Благодаря введению этих условий удаётся рассчитать выходную схему

без использования компьютера, требующего написания специальной компьютерной программы. Тем самым упрощается процесс проектирования выходной схемы.

Приведён пример расчёта схемы считывания в соответствии с предложенной методикой.

Литература

1. Носов Ю. Р., Шилин В. А. Полупроводниковые приборы с зарядовой связью. - М.: Сов. Радио, 1976, 144 с.
2. Секен К., Томпсет М. Приборы с переносом заряда. - М.: Мир, 1978, 327 с.
3. Приборы с зарядовой связью. / Под ред. Хоувза М., Моргана Д. М. - Энергоиздат, 1981, 376 с.
4. Кузнецов Ю. А., Шилин В. А. Микросхемотехника БИС на приборах с зарядовой связью. - М.: Радио и связь, 1988, 160 с.
5. Хотянов Б. М., Шилин В. А. Аналоговые устройства на приборах с зарядовой связью (обзор). - Зарубежная электронная техника, 1975, №№ 9, 10, 88 с.
6. CCD shift register provides analog delay and storage. "Electronic Products Magazine", 1975, v. 18, No 1, p. 27.
7. Wen D. D. Design and Operation of a Floating Gate Amplifier. - IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1974, v. SC – 9, No 6, pp. 410-414.
8. Вето А. В., Пресс Ф. П., Рубинштейн Д. И., Хотянов Б. М., Шилин В. А. Анализ и оптимизация выходных схем ПЗС. / В сб. "Микроэлектроника и полупроводниковые приборы" под ред. Васенкова А. А. и Федотова Я. А. - М.: Сов. Радио, 1978, вып. 3, с. 75-97.
9. Приборы с зарядовой связью. / Под ред. Барба Д. Ф. - М.: Мир, 1982, 240 с.
10. Pommerrenig D. H. Extrinsic silicon focal plane arrays. SPIE, 1983, v. 443, pp. 144 – 150.
11. Chan W. S. Detector-charge-coupled device (CCD) interface methods. SPIE, 1980, v. 244 Mosaic Focal Plane Methodologies, pp. 81 – 95.
12. Takigawa H., Dohi M., Ueda R. Hybrid IRCCD Imaging Array. - IEEE Trans. On El. Dev., 1980, v. ED-27, No 1, pp. 146-150.
13. Бугрименко Г. А., Кармазинский А. Н., Пресс Ф. П., Вето А. В. Анализ и сравнение устройств вывода для схем на приборах с зарядовой связью. - Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 1974, № 9, с. 33-49.
14. Носов Ю. Р., Шилин В. А. Основы физики приборов с зарядовой связью. - М.: Наука, 1986, 318 с.
15. Левин С. А., Пресс Ф. П., Хотянов Б. М., Шилин В. А. Математическая модель ПЗС для машинного расчёта интегральных схем. / В сб. "Микроэлектроника и полупроводниковые приборы" под ред. Васенкова А. А. и Федотова Я. А. - М.: Сов. Радио, 1978, вып. 3, с. 59-75.
16. Ходош Л. С., Хотянов Б. М. Анализ элементов логических МДП интегральных схем с обеднёнными нагрузками. - Известия ВУЗов СССР, серия "Радиоэлектроника", 1975, т. 18, № 1, с. 11-16.
17. Носов Ю. Р., Петросянц К. О., Шилин В. А. Математические модели элементов интегральной электроники. - М.: Сов. Радио, 1976.
18. Караханян Э. Р. Динамические элементы ЭВМ со структурой МДП. - М.: Сов. Радио, 1979, 254 с.
19. Валиев К. А., Кармазинский А. Н., Королёв М. А. Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах. - М.: Сов. Радио, 1971, 384 с.
20. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов. - М.: Мир, 1970, 192 с.
21. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Ч. 1, 2. - М.: Мир, 1984, 912 с.