

10. Oh S.-Y., Dutton R. W. A simplified two-dimensional numerical analysis of MOS devices-DC case // IEEE Trans. Electron. Devic.— 1980.— V. ED-27, N 11.— P. 2101— 2108.

Поступила в редакцию 8 июля 1985 г.

УДК 681.322.01.535

И. А. ВОДОВАТОВ, В. А. ПРЕСНЯКОВ, С. А. РОГОВ, В. Г. САМСОНОВ
(Ленинград)

КОРРЕКЦИЯ ВЛИЯНИЯ НЕЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕНОСА ЗАРЯДА ПЗС ФОТОПРИЕМНИКОВ В СИСТЕМАХ ОПТИКО-ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Эффективность гибридных оптико-цифровых систем, более полная реализация их возможностей в значительной мере определяются параметрами выходного устройства детектирования светового распределения, отражающего результаты аналоговой обработки информации модулем оптического процессора. В настоящее время в качестве устройств регистрации широко используются фотоприемные структуры на основе приборов с зарядовой связью (ПЗС).

Как отмечалось в [1], ПЗС обладают ограниченной способностью поддерживать целостность передаваемого вдоль полупроводниковой подложки зарядового рельефа. Количественно эта особенность характеризуется коэффициентом неполноты или неэффективности переноса ϵ , которому соответствует часть заряда, отстающая от основного пакета за один перенос. Несмотря на очень малые значения ϵ (коэффициент потерь 10^{-4} — 10^{-3} на перенос), результирующее значение произведения числа переносов в приборе на коэффициент неэффективности переноса $N\epsilon$ при типовых значениях N порядка $(3-10) \times 10^3$ может достигать значительной величины, вызывая деградацию выходного сигнала и снижая тем самым динамический диапазон, разрешающую способность и точность определения параметров регистрируемых изображений.

Поскольку механизм переноса известен и носит детерминированный характер, представляется возможным определить передаточную функцию ПЗС фотоприемника, обусловленную конечной величиной ϵ , и путем решения обратной задачи — восстанавливающее исходный сигнал преобразование. Вопросы коррекции аналоговых сигналов ПЗС линий задержек (ПЗС ЛЗ) рассматривались в [2, 3], где получены импульсные передаточные характеристики, а в [4] определена передаточная характеристика согласованного трансверсального фильтра. В работе [5] качественно рассмотрен вопрос о влиянии ϵ на разрешающую способность ПЗС фотоприемников (ПЗС ФП).

Непосредственно методы восстановления, предлагаемые для ПЗС ЛЗ, неприемлемы для коррекции сигналов ПЗС ФП, так как в первом случае входной сигнал поступает в регистр сдвига последовательно через узел электрической инжекции, в результате чего каждый входной отсчет сигнала претерпевает одинаковое число переносов в регистре сдвига. В ПЗС ФП ввод сигнала осуществляется методами оптической инжекции параллельно и каждый элемент входного сигнала претерпевает разное число переносов, что приводит к постепенному падению разрешающей способности по мере увеличения числа сдвигов. Поэтому передаточная характеристика ПЗС ФП в отличие от ПЗС ЛЗ линейно неоднородна, что не позволяет определить обратную передаточную характеристику ПЗС ФП методами фурье-преобразования.

Строгий теоретический анализ процесса переноса заряда требует учета большого числа разнообразных параметров и представляет доволь-

но сложную задачу. Существует несколько приближенных моделей, описывающих передачу заряда в ПЗС. На достаточно низкой тактовой частоте (≤ 10 МГц) определяющим механизмом, обуславливающим неэффективность переноса, является процесс захвата (эмиссии) сигнального заряда на поверхностных состояниях [4]. Эффективен, но недостаточен способ устранения указанного недостатка путем заполнения каждой потенциальной ямы ПЗС 10—20%-ным фоновым зарядом от уровня насыщения [6].

Рассмотрим процесс переноса заряда в двухмерном ПЗС ФП с N элементами выходного регистра и M строками. В дальнейшем будем пользоваться не величиной ϵ , а $\hat{\epsilon} = \epsilon r$, где r — число фаз ПЗС ФП, а $\hat{\epsilon}$ — коэффициент неэффективности переноса на один элемент ПЗС ФП. Правильность такого подхода обоснована в [4]. В линейном приближении малого сигнала и при небольшом числе дефектов ПЗС ФП $\hat{\epsilon}$ — константа, не зависящая от амплитуды сигнала. Предположим также, что для всех элементов нижнего регистра $\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_r$, а для всех строк $\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_b$, т. е. не зависит от номера элемента. Поскольку ПЗС ФП представляет собой прибор, выходной сигнал которого дискретен в силу дискретности управляющих импульсных напряжений и конечного размера элемента, будем рассматривать входные и выходные сигналы как функции номеров элементов — целых чисел. Тогда соответствующий интеграл суперпозиции, связывающий выходной сигнал ПЗС ФП с входным сигналом и передаточной функцией ПЗС ФП, можно выразить в виде следующей суммы:

$$V(k, l) = \sum_{(i)} \sum_{(j)} H(k, l, i, j) S(i, j), \quad (1)$$

где $S(i, j)$ — значение входного сигнала в элементе (i, j) ; $H(k, l, i, j)$ — выходная передаточная функция двухмерного ПЗС ФП, т. е. реакция элемента (k, l) на выходе ПЗС ФП на входной единичный импульс в элементе с координатами (i, j) . Если номер элемента ПЗС ФП увеличивается при удалении от узла детектирования и от нижнего регистра, получим для $i > k, j > l$ $H(k, l, i, j) \equiv 0$.

Аналогично формуле (2) из [2], описывающей один акт переноса в ПЗС ЛЗ, запишем соответствующие уравнения для двухмерного ПЗС ФП:

$$W^{(\xi)(m)}(k, l) = \hat{\epsilon}_r W^{(\xi-1)(m)}(k, l) + (1 - \hat{\epsilon}_r) W^{(\xi-1)(m)}(k+1, l), \quad (2)$$

$$W^{(n)(\eta)}(k, l) = \hat{\epsilon}_b W^{(n)(\eta-1)}(k, l) + (1 - \hat{\epsilon}_b) W^{(n)(\eta-1)}(k+1, l), \quad (3)$$

где $W^{(n)(m)}(k, l)$ — отсчет сигнала (k, l) элемента ПЗС ФП после n переносов в горизонтальном направлении и m переносов в вертикальном. Раскрывая выражения (2), (3) для всех $\xi = 0, N$ и $\eta = 0, M$, находим

$$V(k, l) = W_{(0,0)}^{(k)(l)} = \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^l \binom{k-1}{i-1} \binom{l-1}{j-1} \times \\ \times \hat{\epsilon}_r^{k-i} \hat{\epsilon}_b^{l-j} (1 - \hat{\epsilon}_r)^i (1 - \hat{\epsilon}_b)^j W^{(0)(0)}(i, j), \quad (4)$$

здесь $V(k, l)$ — значение сигнала (k, l) элемента на выходе ПЗС ФП, а $W^{(0)(0)}(i, j) = S(i, j)$ — входной сигнал (i, j) элемента ПЗС ФП. Сравнивая (1) с (4), получим

$$H(k, l, i, j) = \binom{k-1}{i-1} \binom{l-1}{j-1} \hat{\epsilon}_r^{k-i} \hat{\epsilon}_b^{l-j} (1 - \hat{\epsilon}_r)^i (1 - \hat{\epsilon}_b)^j. \quad (5)$$

В одномерном случае при $M = 1$

$$H(k, i) \cong \binom{k-1}{i-1} \hat{\epsilon}_r^{k-i} (1 - \hat{\epsilon}_r)^i, \quad (6)$$

$$V(k) \cong \sum_{i=1}^k \binom{k-1}{i-1} \hat{\epsilon}_r^{k-i} (1 - \hat{\epsilon}_r)^i S(i). \quad (7)$$

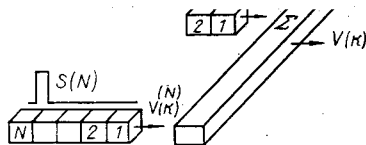


Рис. 1

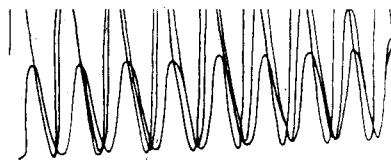


Рис. 2

Преобразовав формулу (1d) из [4] к виду, аналогичному (6), запишем следующее выражение для передаточной характеристики N -элементной ПЗС ЛЗ:

$$H^{(N)}(k, i) = \binom{N + (k - i) - 1}{k - i} \hat{\varepsilon}_r^{k-i} (1 - \hat{\varepsilon}_r)^N, \quad (8)$$

которое можно использовать для вывода формул (6), (7). Действительно, N -элементный ПЗС ФП можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из N ПЗС ЛЗ, число элементов которых меняется от 1 до N (рис. 1). Сигналы этих ПЗС ЛЗ суммируются на выходе. Входной сигнал i -элементной ПЗС ЛЗ можно выразить в виде вектора

$$S^{(i)} = [0, 0, \dots, S(i), \dots, 0]^T,$$

отличного от нуля в i -м такте, где T — знак транспонирования.

Тогда выходной сигнал эквивалентной схемы в k -й такт

$$V(k) = \sum_{i=1}^N V^{(i)}(k), \quad (9)$$

где $V_{(k)}^{(i)}$ — выходной сигнал i -й ПЗС ЛЗ:

$$V^{(i)}(k) = \sum_{j=1}^N H^{(i)}(k, j) S^j. \quad (10)$$

Подставив (8), (10) в (9) и учитывая, что

$$\binom{k-1}{k-i} = \begin{cases} \binom{k-1}{i-1}, & k \geq i; \\ 0, & k < i, \end{cases}$$

получим выражение для выходного сигнала одномерного ПЗС ФП, совпадающее с (7).

Поскольку переменные в (5) разделяются, можно записать выражение (4) в следующем виде:

$$V = H_r S H_b, \quad (11)$$

где V — матрица отсчетов сигнала на выходе ПЗС ФП; H_r — матрица горизонтального преобразования; H_b — матрица вертикального преобразования; S — матрица отсчетов сигнала на входе ПЗС ФП.

Как известно, получение обратного восстанавливающего преобразования в этом случае связано с решением системы линейных уравнений (11) относительно S , которая имеет единственное решение, поскольку

$$\det [H_b] = (1 - \hat{\varepsilon}_b)^{\frac{M(M+1)}{2}} \neq 0;$$

$$\det [H_r] = (1 - \hat{\varepsilon}_r)^{\frac{N(N+1)}{2}} \neq 0.$$

Тогда

$$S = H_r^{-1} V H_b^{-1}. \quad (12)$$

здесь $A_r(i, k)$ — минор (i, k) матрицы H_r :

$$A_r(i, k) = \binom{k-1}{i-1} \widehat{\varepsilon}_r^{k-i} (1 - \widehat{\varepsilon}_r)^{\frac{N(N+1)}{2} - k}. \quad (14)$$

Подставляя (13), (14) в (12) и используя аналогичные выражения для $[H_b(l, j)]$, получим окончательный вид обратного восстанавливающего преобразования:

$$S(i, j) = \sum_{k=1}^i \sum_{l=1}^j (-1)^{l+k+i+j} \binom{i-1}{k-1} \binom{j-1}{l-1} \frac{\widehat{\varepsilon}_r^{i-k} \widehat{\varepsilon}_b^{j-l} V(k, l)}{(1 - \widehat{\varepsilon}_r)^i (1 - \widehat{\varepsilon}_b)^j}. \quad (15)$$

Результат численного моделирования влияния неэффективности переноса ПЗС ФП на синусоидальный входной сигнал для $N\varepsilon = 0,5$ представлен на рис. 2. Часть сигнала, ближайшая к детектирующему узлу, практически совпадает с входным сигналом, что объясняется малым числом переносов сигнала, в то время как другая часть сигнала, регистрируемая последними элементами ПЗС ФП, заметно искажена. Для сравнения здесь же (см. рис. 2) приведен выходной сигнал аналогичной по параметрам ПЗС ЛЗ (синусоида минимальной амплитуды).

Как следует из формулы (15), для больших номеров элементов ПЗС ФП требуется значительный объем вычислений, что существенно ограничивает быстродействие всей системы обработки изображений. Поэтому представляет интерес оценка минимально необходимого числа членов суммы (15), которые следует учитывать при коррекции сигнала с достаточной для практических приложений точностью, например с точностью до уровня собственных шумов системы. Оценим число членов суммы в одномерном случае. Тогда выражение (15) можно представить в следующем виде:

$$S(i) = \widehat{S}(i) + \sum_{k=q+1}^i \binom{i-1}{k-1} (-\widehat{\varepsilon}_r)^{k-1} (1 - \widehat{\varepsilon}_r)^{-i} V(i - k + 1), \quad (16)$$

где $\widehat{S}(i)$ — оценка восстановленного сигнала q членами.

Теперь необходимо определить q при ограничении

$$\frac{|S(i) - \widehat{S}(i)|}{S_{\max}} < \alpha, \quad (17)$$

где α — заданная относительная погрешность оценки восстановленного сигнала; S_{\max} — уровень насыщения ПЗС ФП. Отсюда

$$\begin{aligned} \frac{|S(i) - \widehat{S}(i)|}{S_{\max}} &= \frac{1}{S_{\max}} \left| \sum_{k=q+1}^i \binom{i-1}{k-1} (-\widehat{\varepsilon}_r)^{k-1} (1 - \widehat{\varepsilon}_r)^{-i} V(i - k + 1) \right| < \\ &< \frac{\left| (1 - \widehat{\varepsilon}_r)^{-i} V_{\max} \sum_{k=q+1}^i \binom{i-1}{k-1} (-\widehat{\varepsilon}_r)^{k-1} \right|}{S_{\max}} = \\ &= \left| (1 - \widehat{\varepsilon}_r)^{-(i-1)} \sum_{k=q+1}^i \binom{i-1}{k-1} (-\widehat{\varepsilon}_r)^{k-1} \right| < \\ &< \left| (1 - \widehat{\varepsilon}_r)^{i-1} \sum_{k=q+1}^{\infty} \frac{[-\widehat{\varepsilon}_r (i-1)]^{k-1}}{(k-1)!} \right|. \end{aligned} \quad (18)$$

Сумма в последнем выражении есть остаточный член $R_{q+1}(-\widehat{\varepsilon}_r(i-1))$ разложения в ряд Маклорена функции $e^{-\widehat{\varepsilon}_r(i-1)}$. Известно, что погрешность замены функции конечным рядом Маклорена не превышает остаточного

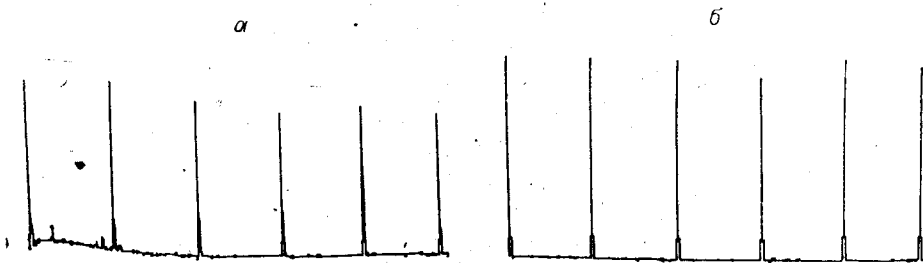


Рис. 3

члена R_{q+1} . Записав его в форме Лагранжа, окончательно получим неравенство для определения q — числа минимально необходимых членов суммы (15) для восстановления исходного сигнала с заданной точностью α :

$$(1 - \hat{\varepsilon}_r)^{-(i-1)} \frac{[\hat{\varepsilon}_r (i-1)]^{q+1}}{(q+1)! \theta^{q+1}} e^{-\theta \hat{\varepsilon}_r (i-1)} < \alpha, \quad (19)$$

где $0 < \theta < 1$.

Расчеты по формуле (19) показывают, что для типового значения результирующей неэффективности переноса, не превышающей 0,5, и точности $\alpha = 10^{-3}$ ($\theta = 0,5$) требуется учитывать не более четырех членов суммы, а увеличение точности на порядок требует учета не больше одного-двух дополнительных членов, что свидетельствует о хорошей сходимости рассматриваемого метода.

Применительно к задаче уточнения центра светового распределения, представленной в [7], оценка допустимой величины методической погрешности позволяет сделать вывод, что результирующая неэффективность прибора не должна превышать 0,1 — величины, для многих ПЗС в настоящее время недостижимой. Поэтому в большинстве задач высокоточного определения параметров регистрируемых изображений необходима предварительная коррекция, обусловленная неидеальностью ПЗС датчика.

Алгоритм восстановления сигналов ПЗС ФП реализован в гибридной оптико-цифровой системе обработки изображений [7] и экспериментально проверен в задачах увеличения точности определения координат максимумов светового распределения, возникающих при использовании лазера в технологических целях, а также при видеозаписи.

В эксперименте использована ПЗС линейка типа К1200ЦЛ1 с 1024 элементами и результирующей неэффективностью переноса порядка 0,5. В оптической схеме системы формировались известные световые распределения типа аподизированного $\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$. Ширина главного лепестка ≈ 2 элемента ПЗС (≈ 30 мкм). Центры распределений совпадали с центрами элементов фотоприемника, что при идеальности ПЗС и симметричности светового распределения должно было давать симметричные выходные сигналы. На рис. 3, а показаны полученные на экране ВКУ (видеоконтрольного устройства) относительные выходные сигналы ПЗС ФП ($S(i)/S_{\max}$). Центры распределений находятся на 2, 102, 202, 302, 402, 502 (слева направо) элементах фотоприемника. Хорошо видна возрастающая с ростом номера элемента несимметричность, обусловленная неэффективностью переноса заряда. Рис. 3, б иллюстрирует восстановленный сигнал, который хорошо совпадает с ожидаемым. Следует отметить, что наряду с восстановлением сигнала по рассмотренному методу в специализированных цифровых модулях последетекторной обработки сигнала осуществлялась коррекция АЧХ системы и вычитание темнового тока.

Таким образом, результаты теоретического анализа и экспериментальной проверки показывают принципиальную возможность, а в случае прецизионных измерений и необходимость восстановления сигналов ПЗС структур, искаженных конечной величиной неэффективности передачи заряда.

ЛИТЕРАТУРА

1. Секев К., Томпсет М. Приборы с переносом заряда.— М.: Мир, 1978.
2. Joyce W. B., Bertram W. J. Linearized dispersion and Green's function for discrete charge-transfer devices with incomplete transfer//BST J.— 1971.— V. 50, N 6.— P. 1741—1759.
3. Thornber K. K. Operational limitations of charge-transfer devices//BST J.— 1973.— V. 52, N 11.— P. 1453—1482.
4. Thornber K. K. Optimum linear filtering for charge-transfer devices//IEEE J. of Sol. State Circuits.— 1974.— V. SC-9, N 5.— P. 285—291.
5. Полупроводниковые формирователи сигналов изображения/Под ред. П. Йесперса, Ф. Ван де Виле, М. Уайта.— М.: Мир, 1979.
6. Carnes J. E., Kosonocky W. F. Fast interface-state losses in charge-coupled devices//Appl. Phys. Lett.— 1972.— V. 20.— P. 261—263.
7. Водоватов И. А., Высоцкий М. Г., Петрунькин В. Ю. и др. Оптико-цифровая система обработки изображений//V Всесоюз. школа по оптической обработке информации.— Киев, 1984.

Поступила в редакцию 4 ноября 1985 г.

УДК 535.339.04 : 539.213

Г. ВАРТМАНН, Р. В. ДАМЕЛЮС, Ю. КЛУТЕ, А. О. ОЗОЛС

(Рига)

СВЕТОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ АМОΡФНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЛЕНОК As—S И As—Se ПРИ ЛАЗЕРНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ НЕПРЕРЫВНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ И НАНОСЕКУНДНЫМИ ИЛИ ПИКОСЕКУНДНЫМИ ИМПУЛЬСАМИ

1. Введение. Аморфные полупроводниковые пленки (АПП) являются перспективным материалом для оптической записи информации [1], нелинейной [2, 3] и интегральной [4] оптики. Они обладают выраженными нелинейными свойствами [1—3] и широким набором времен релаксации разнообразных элементарных фотоиндуцированных процессов [5]. Поэтому можно ожидать сильную зависимость процессов фотопотемнения АПП [1] от временной формы (режима) облучения светом. Лазерная техника позволяет в широких пределах управлять временной формой светового излучения: генерировать непрерывное излучение, моноимпульсы различной длительности, цуги импульсов с различной скважностью, менять частоту излучения. Отсюда возникает вопрос оптимизации временной формы лазерного излучения для оптической записи в АПП. Насколько нам известно, так широко этот вопрос еще не рассматривался. В частности, представляет интерес оптимизация временной формы излучения с целью достижения максимальной светочувствительности (СЧ) АПП. Исследование зависимости СЧ от временной формы облучения позволяет также получить новые сведения о фотоиндуцированных процессах в веществе. В данной работе, где рассмотрено влияние временной формы лазерного излучения на СЧ АПП As—S и As—Se, мы интересовались обоими аспектами.

В работах [6—9] показано, что СЧ АПП значительно возрастает при уменьшении длительности импульса τ до $1,5 \cdot 10^{-8}$ с при одновременном увеличении интенсивности I света до $8 \cdot 10^5$ Вт/см² [7]. При этом достигается СЧ $\sim 10^2$ см²/Дж, максимальная для АПП [1]. Однако вопрос о том, увеличивается ли СЧ АПП при $\tau < 10^{-8}$ с, экспериментально до сих пор не исследован. Из пятиуровневой модели [8] следует, что увеличение СЧ АПП при уменьшении τ связано с уменьшением поглощения с возбужденного уровня, питающего конечное метастабильное состояние. Тогда при $\tau < 10^{-8}$ с СЧ АПП должна быть больше или хотя бы такой же, как при $\tau \approx 10^{-8}$ с. Наши эксперименты не подтверждают этот вывод.