

Фотоэлектроника: элементная база и технология

УДК 535.231.6:621.382

Улучшенный метод выравнивания температурно-индуцированной неоднородности сигналов в матричных микроболометрических приемниках

М. А. Демьяненко, В. Н. Овсяк

Институт физики полупроводников СО РАН, г. Новосибирск, Россия

Предложен метод выравнивания температурно-индуцированной неоднородности сигналов матричных микроболометрических приемников (ММБП) инфракрасного (ИК)-излучения, основанный на использовании вариаций измерительных и предварительно разогревающих импульсов смещения, применяемых как к чувствительным, так и к компенсирующим болометрам. Проведенное численное моделирование в сравнении с применяемым в настоящее время методом демонстрирует четырехкратное увеличение интервала температур, в котором указанная неоднородность сигнала незначительна.

Неохлаждаемые ММБП в настоящее время являются наиболее предпочтительными для большого количества областей гражданского применения, не требующих предельных параметров, характерных для значительно более дорогих криогенных фотонных приемников ИК-излучения [1—5]. Дальнейшее улучшение их технико-экономических характеристик (в первую очередь понижение массы, объема, энергопотребления и стоимости) ограничено необходимостью стабилизации температуры микроболометрической матрицы с точностью лучше 0,1 К, так как ее небольшое изменение после проведения стандартной двухточечной коррекции выходных сигналов приводит к появлению значительной температурно-индуцированной неоднородности сигналов (или геометрическому шуму). Это обусловлено тем, что вследствие естественной неоднородности параметров микроболометров температурная зависимость выходных сигналов изменяется от элемента к элементу.

Применение метода выравнивания температурно-индуцированной неоднородности сигналов, основанного на использовании измерительных импульсов смещения болометров с величиной напряжения, индивидуально подобранной для каждого элемента приемника (Bias Equalization — BEQ), позволяет понизить требование к стабилизации температуры до нескольких градусов [6, 7]. Дальнейшее снижение этого требования, вплоть до исключения из конструкции термостабилизирующего устройства, может осуществляться двумя путями.

Первый путь — на основе проведения дополнительной коррекции выходных сигналов приемника и/или напряжений смещения болометров в зависимости от его текущей температуры, осуществляемой в режиме реального времени, используя накопленную в процессе предварительной калибровки информацию о температурных зависимостях сигналов всех элементов приемника [8].

Второй путь — на основе дальнейшего повышения качества выравнивания температурно-индуцированной неоднородности сигналов. Успешное применение высококачественной коррекции [8] продемонстрировало высокую стабильность параметров микроболометров, которая необходима и для выравнивания того же качества.

Существующие способы выравнивания используют индивидуальные для каждого болометра вариации либо предварительных разогревающих импульсов, либо измерительных импульсов смещения [6, 7, 9]. В настоящей работе на основе численного моделирования рассматривается возможность дальнейшего повышения качества выравнивания на основе использования совместных вариаций как предварительных разогревающих, так и измерительных импульсов смещения. Ниже приводятся соотношения, необходимые для анализа и расчета температурных зависимостей чувствительности и "темнового" выходного напряжения ММБП; рассматривается известный BEQ-метод выравнивания и анализируются его недостатки; описываются улучшенный метод выравнивания и соответствующая архитектура приемника; проводится сравнительное численное моделирование двух методов выравнивания.

Основные соотношения

Будем рассматривать схемы измерения сигнала, в которых на болометр подается импульс смещения напряжением U_D и длительностью τ_i ; один раз за время кадра $\tau_F \gg \tau_i$, а измеряемой величиной является напряжение U_{Ci} , до которого протекающий через болометр ток зарядит емкость C_i интегрирующего операционного усилителя (рис. 1). Разогрев полупроводникового болометра (имеющего высокое абсолютное значение температурного коэффициента сопротивления (ТКС) $\alpha \geq 0,02 \cdot K^{-1}$) при подаче на него измерительного импульса смещения и учете изменения джоулевой мощности в течение импульса $Q(t) = U_D^2 / R_D(t)$ описывается соотношением [10]

$$\Delta T_i(T', t) = -(1/\alpha) \ln(1 - \alpha \Delta T_{i0}(T') t / \tau_i), \quad (1)$$

где $\Delta T_{i0}(T') = U_D^2 \tau_i / R_D(T') C_D$ — величина разогрева болометра в конце импульса смещения без учета изменения джоулевой мощности;

C_D — теплоемкость болометра;

$\alpha \equiv \alpha(T')$ — модуль ТКС, принимаемый постоянным на интервале $\Delta T(T')$;

T' и $R_D(T')$ — соответственно, температура и сопротивление болометра в начале импульса (в момент времени $t = 0$), не зависящие от величины разогрева измерительным импульсом.

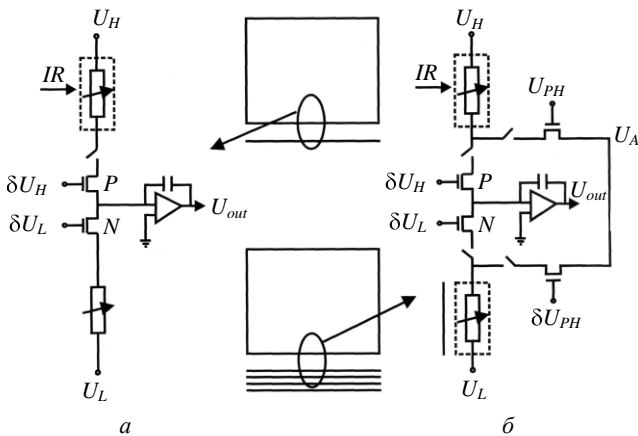


Рис. 1. Принципиальные схемы включения болометров, соответствующие двум способам выравнивания:
 а — ВЭ; б — РНАВЕВ.

Резистор в прямоугольнике — теплоизолированный болометр (экранирование ИК-излучения обозначено сплошной линией), без прямоугольника — "термически закороченный". Верхние болометры — чувствительные, нижние — компенсирующие

Последнее означает, что болометр после разогрева успевает почти полностью остыть за время $\tau_F \geq 3\tau_0$, где τ_0 — время тепловой релаксации, равное, например, 10 мс.

Отметим, что здесь и ниже из набора индексов и параметров функций указываются только необходимые для понимания.

Зависимость сопротивления болометра от времени задается соотношением [10] $R_D(T', t) = R_D(T') \cdot (1 - \alpha \Delta T_{i0}(T') t / \tau_i)$, при этом протекающий через j -й болометр ток $I_D(T', t) = U_D / R_D(T', t)$ за время τ_i зарядит емкость интегратора C_i до напряжения

$$U_{Ci,j}(T') = -\frac{C_D}{\alpha U_D} \ln\left(1 - \frac{\alpha U_D^2 \tau_i}{R_D(T') C_D C_i}\right). \quad (2)$$

Поскольку в схеме имеется компенсирующий болометр, то полное выходное напряжение $U_{out,j}$ равно разности $U_{Ci,j}(T') - U_{Ci,C}(T')$. Здесь $U_{Ci,C}(T')$ — напряжение, до которого зарядится емкость интегратора C_i током, протекающим через компенсирующий болометр, также задаваемое соотношением (2), в котором напряжение U_D следует заменить на напряжение смещения компенсирующего болометра U_C и формально считать, что $C_D \rightarrow \infty$, если компенсирующий болометр является "термически закороченным", т. е. его температура всегда равна температуре подложки, над которой подвешена матрица микроболометров.

Падение ИК-излучения мощностью ΔP_S на болометр увеличит его температуру в начале импульса смещения на величину $\delta T_0 = \eta \Delta P_S / G$, где η — коэффициент поглощения ИК-излучения в рабочем диапазоне длин волн и G — теплопроводность болометра; величины C_D , G и η будем считать независимыми от температуры. Этот прирост температуры будет увеличиваться в течение импульса смещения [10]: $\delta T(t) = \delta T_0 \times (1 - \alpha \Delta T_{i0}(T') t / \tau_i)^{-1}$, при этом обусловленное ИК-сигналом изменение тока задается соотношением $\delta I_D = \alpha \delta T(t) U_D / R_D(t)$, интегрируя которое по времени, найдем чувствительность j -го болометра

$$S_j(T') = \frac{1}{g} \frac{\alpha U_D}{R_D(T') (1 - \alpha \Delta T_{i0}(T'))} \left(\frac{\eta_a \tau_i}{G_a C_i} \right). \quad (3)$$

Здесь введен параметр $g_j = \eta_a G_j / \eta_j G_a$, характеризующий изменения δT_0 от болометра к болометру относительно некоторого "среднего" элемента (помеченного индексом a), обусловленные вариациями теплопроводности G и коэффициента поглощения η . Заметим, что соотношение (3) также можно получить дифференцированием выражения (2) по ΔP_S .

Ниже рассмотрим схему, в которой кроме измерительного импульса на болометр подается

предварительный прогревающий импульс напряжением U_h , длительностью $\tau_h \approx \tau_i$ и заканчивающийся до начала измерительного импульса за время, много меньше τ_0 , так что процессом отвода тепла от болометра на подложку до конца измерительного импульса можно пренебречь. В этом случае в соотношении (1) при вычислении $\Delta T_h(T)$ под температурой T следует понимать температуру приемника T (точнее подложки), а при вычислении $U_{Ci}(T')$ и $S(T')$ в выражениях (2) и (3) следует использовать температуру болометра после предварительного прогрева $T' = \Delta T_h(T')$.

При освещении болометра вместо T надо использовать температуру болометра до предварительного прогрева $T_D = T + \delta T_0$.

Выравнивание сигналов вариациями измерительных импульсов

Для того чтобы изображение не размывалось при изменении температуры ММБП, необходимо обеспечить в рабочей области температур ($T_{\min} - T_{\max}$) и потоков ИК-излучения ($P_{\min} - P_{\max}$) равенство чувствительности $S_j(T)$ и значений "темнового" выходного сигнала $U_{out,j}(T, P_{\min})$ для всех элементов матрицы (j — номер элемента). Выравнивание этих величин основано на том, что разогрев болометра импульсами смещения меняет температурные зависимости S и U_{Ci} , измеренные по отношению к температуре подложки.

Чтобы понять недостатки использования вариаций только измерительных импульсов, рассмотрим ВEQ-метод, предложенный и реализованный Indigo Systems Corporation [6, 7]. В нем при считывании сигналов с элементов всех строк чувствительной матрицы в качестве компенсирующих используется одна дополнительная строка "термически закороченных" болометров (см. рис. 1, а). На первом шаге выравниваются относительные температурные зависимости чувствительности, точнее отношения $S_j(T_{\max})/S_j(T_{\min})$, причем в качестве калибровочного потока используется величина $\Delta P_{SC} = P_{\max} - P_{\min}$. Это достигается индивидуальным варьированием напряжения смещения чувствительного болометра U_D путем изменения напряжения δU_H на истоковом повторителе ($U_D \approx U_H - \delta U_H + U_{TP}$, где U_{TP} — пороговое напряжение p -канального транзистора) и, следовательно, температуры разогрева болометра ΔT_{i0} измерительным импульсом смещения.

Действительно, температурная зависимость чувствительности $S(T)$ определяется выражением $R_D(T) [1 - \alpha \Delta T_{i0}/(T)]$, которое после разложения функций $R_D(T) = R_D(T_0) \exp[-\alpha(T - T_0)]$ и $\Delta T_{i0}(T) = \Delta T_{i0}(T_0) \exp \alpha(T - T_0)$ в ряд по $T - T_0$ приобре-

тает вид $R_D(T_0) [1 - \alpha \Delta T_{i0}/(T)] [1 - \alpha'(T - T_0)]$, где $\alpha' = \alpha(1 + \Delta T_{i0})$ имеет смысл эффективного ТКС.

Следовательно, разогрев (учет ΔT_{i0}) приводит к систематическому увеличению α' , которое при разогреве $\Delta T_{i0} = 8$ К (такой разогрев происходит при $R_D = 50$ кОм, $U_D = 2$ В, $\tau_i = 50$ мкс и $C_D = 5 \cdot 10^{-10}$ Дж/К) составляет 16 %, что вполне достаточно, так как характерный разброс ТКС ≤ 1 %.

Указанную оценку можно получить считая что вариации сопротивления болометра $R_D = R_{D0} \exp(E_a/kT)$ обусловлены только вариациями энергии активации E_a . Варьируя последнее выражение по R_D и E_a и учитывая, что в данном случае $\alpha = E_a/kT^2$, получим $\delta R_D/R_D = (\delta \alpha/\alpha)(\alpha T)$ при типичных значениях $\alpha T = 6$ и $\delta R_D/R_D = 5$ % [11].

Предварительный прогрев болометра $\Delta T_h(T)$ приводит к увеличению эффективного ТКС того же порядка, что и разогрев $\Delta T_i(T)$ измерительным импульсом.

Действительно, учитывая, что $\Delta T_{h0}(T) = \Delta T_{h0}(T_0) \exp[\alpha(T - T_0)]$, найдем, что изменение температуры болометра $T' - T'_0$ связано с изменением температуры подложки приемника $T - T_0$ соотношением $T' - T'_0 = (T - T_0)(1 + \alpha \Delta T_{h0})$ и, следовательно, температурная зависимость сопротивления по отношению к температуре подложки будет иметь вид $R_D(T) = R_D(T_0) [1 - \alpha'(T - T_0)]$, где $\alpha' = \alpha(1 + \alpha \Delta T_{h0})$.

Отметим, что при большом времени тепловой релаксации ($\tau_0 \geq \tau_F$) превышение "рабочей" температуры болометра над температурой подложки ΔT_W [7] тоже приводит к изменению эффективного ТКС, равного $\alpha' = \alpha(1 - 2\Delta T_W/T)$ при $R_D(T) = R_{D0} \exp(E_a/kT)$, однако это изменение меньше, чем рассматриваемые в данной работе $\alpha' = \alpha(1 + \alpha \Delta T_{i,h})$, так как $2/T < \alpha$ и $\Delta T_W < \Delta T_{i,h}$ при $\tau_F \approx 3\tau_0$.

Далее выравниваются абсолютные значения чувствительности путем умножения на индивидуальные постоянные (независящие от температуры) множители $b_j = S_a/S_j$, измеренные при температуре T_{\min} , где S_a — чувствительность некоторого "среднего элемента". (Умножается выходное напряжение интегрирующего усилителя, в том числе и составляющая компенсирующего болометра, при этом скорректированное выходное напряжение $U'_{out,j}$ равно $b_j U'_{out,j}$). В результате разница чувствительности j -го элемента и "среднего", обусловленная разбросом сопротивлений и ТКС ($\delta \alpha = \alpha_j - \alpha_a$), равна нулю в точках T_{\min} и T_{\max} (по этим точкам проводилось их выравнивание) и в рабочей области температур достигает максимума в точке, близкой к $(T_{\min} + T_{\max})/2$.

Затем выравниваются "темновые" выходные напряжения $U_{out,j}(T, P_{\min})$. Варьируя напряжения

смещения соответствующих компенсирующих болометров U_C (путем изменения напряжения δU_L на истоковом повторителе: $U_C \approx \delta U_L - U_{TN} - U_L$, где U_{TN} — пороговое напряжение n -канального транзистора, см. рис. 1, а) добиваются выполнения равенства $U_{out,j}(T_{min}, P_{min}) = U_{out,j}(T_{max}, P_{min})$ для всех элементов приемника, после чего, проводя смещение скорректированного выходного напряжения $U'_{out,j}$ на $c_j = b_j U_{out,j}(T_{min}, P_{min})$, получим окончательное скорректированное выходное напряжение $U''_{out,j} = U'_{out,j} - c_j$, которое приведено к нулю в точках T_{min} и T_{max} .

Последний шаг рассмотрим подробнее на следующем примере. Пусть в некоторой паре болометров энергия активации "темнового" выходного напряжения чувствительного болометра выше таковой у компенсирующего болометра, а сами значения "темновых" выходных напряжений $U_{Ci,j}(T)$ и $U_{Ci,c}(T)$ при одинаковых напряжениях смещения совпадают, например при температуре 300 К (рис. 2). Увеличив напряжение смещения U_C , можно добиться равенства разностей $U_{Ci,j}(T) - U_{Ci,c}(T)$ при T_{min} и T_{max} и далее привести скорректированные "темновые" выходные напряжения $U''_{out,j}$ к нулевому значению в точках T_{min} и T_{max} .

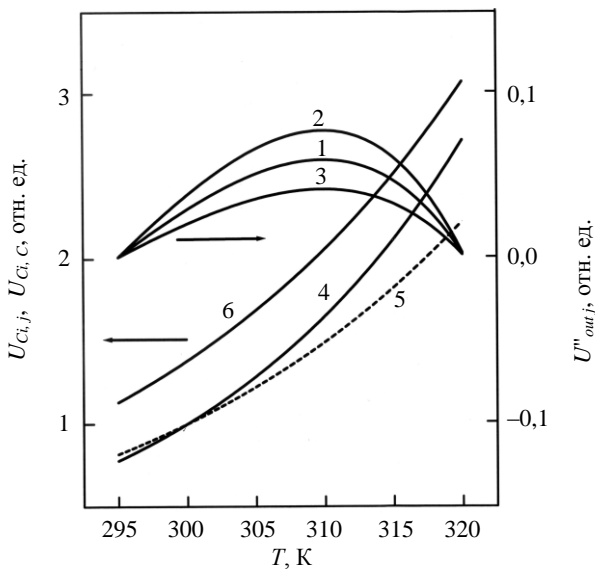


Рис. 2. Температурные зависимости "темнового" выходного напряжения $U''_{out,j}$:

1 — $b_j = 1$; 2 — $b_j = 1,3$; 3 — $b_j = 0,7$ и его составляющих от чувствительного $U_{Ci,j}$ (4) и компенсационного $U_{Ci,c}$ болометров; 5 — до выравнивания ($U_C = U_D$); 6 — после выравнивания ($U_C > U_D$)

Ненулевые значения $U''_{out,j}(T)$, создающие геометрический шум, максимальны примерно в середине интервала $T_{min} - T_{max}$ и вызваны разницей энергий активации $U_{Ci,j}(T)$ и $U_{Ci,c}(T)$, обусловленной как систематической разницей α' (повышенной вследствие разогрева) и ТКС компенсиру-

ющих болометров α_C , так и разбросом α_C (при равенстве α' и α_C зависимости $U_{Ci,j}(T)$ и $U_{Ci,c}(T)$ совпадают, так как разброс сопротивлений компенсируется соответствующим подбором U_C). Большая систематическая разница α' и α_C (как было указано выше — до 16 %) приводит к заметному геометрическому шуму, обусловленному вариациями параметров b_j (см. рис. 2, кривые 1—3), которые обусловлены значительным разбросом (до 20 %) параметра g (см. соотношение (3)).

Следует отметить, что наличие только систематической разницы α' и α_C при равенстве всех b_j не приводит к появлению геометрического шума, так как значения "темновых" выходных напряжений у всех элементов будут одинаковы, хотя и не равны нулю.

Учитывая вышесказанное и результаты нижеприведенного численного моделирования, показывающего, что в BEQ-методе достигается хорошее выравнивание чувствительности и явно недостаточное выравнивание "темнового" выходного напряжения, можно заключить, что для высококачественного выравнивания сигналов ММБП необходимо:

- 1) устранить систематическую разницу ТКС чувствительных и компенсирующих болометров;
- 2) произвести выравнивание ТКС компенсирующих болометров.

Первое требование можно выполнить, используя в качестве компенсирующих не "термически закороченные" болометры, а теплоизолированные, аналогичные чувствительным, но экранированные от падающего ИК-излучения. Однако одновременное выравнивание в них ТКС и подбор напряжения смещения U_C для выравнивания "темнового" выходного напряжения невозможны. Потребуется дополнительное воздействие. В качестве такового будем использовать предварительный прогрев болометров дополнительным импульсом смещения.

Выравнивание предварительно прогревающими и измерительными импульсами

Схему выравнивания (назовем ее РНАВЕQ — prior heating and bias equalization) построим по аналогии со схемой BEQ [6, 7], т. е. заменим строку "термически закороченных" компенсирующих болометров на матрицу теплоизолированных, но экранированных от падающего ИК-излучения болометров с числом строк, например, в 10 раз меньшим, чем в чувствительной матрице (см. рис. 1, б). Ее k -я строка будет являться компенсирующей при измерении $k+(N_R/10) \cdot (m-1)$ -й строки основной матрицы (m меняется от 1 до 10) и, следовательно, компенсирующие болометры будут разогреваться

импульсами смещения в десять раз чаще, чем в чувствительной матрице. Здесь N_R — число строк в чувствительной матрице, кратное 10. Чтобы они успевали остывать (и, соответственно, "забывать" влияние предыдущих импульсов, противное усложнит подбор выравнивающих параметров) их теплопроводность может быть увеличена, например, тоже в 10 раз, но так, чтобы время их тепловой релаксации $\tau_{0C} \approx 1$ мс оставалось бы еще много больше продолжительности импульсов смещения τ_i и τ_h . В этом случае процесс их разогрева не зависит от величины τ_0 и, следовательно, будет близок к разогреву чувствительных болометров. Это позволит значительно снизить систематическую разницу ТКС чувствительных и компенсирующих болометров и уменьшить геометрический шум, обусловленный разбросом параметра g .

Выравнивание чувствительности проведем так же, как в схеме ВЕQ, используя вариации напряжения измерительных импульсов смещения δU_D . Управление величиной тока компенсирующего болометра в схеме РНАВЕQ осуществляется двумя параметрами (вариациями измерительного δU_C и прогревающего δU_h импульсов смещения, регулируемые через напряжения δU_L и δU_{PH}). Это позволит добиться равенства "темновых" выходных напряжений для всех элементов матрицы не только при $T = T_{\min}$ и $T = T_{\max}$, но и при $T = (T_{\min} + T_{\max})/2$, где геометрический шум в схеме ВЕQ становился максимальным и, следовательно, расширить интервал температур $\Delta T = T_{\max} - T_{\min}$, в котором геометрический шум остается малым. Для более точной компенсации тока предварительный прогрев проводится также и для чувствительных болометров напряжением $U_h = U_H - U_{PH} + U_{TP}$. Одинаковым для всей матрицы и близким к напряжению прогрева компенсирующих болометров $U_h = \delta U_{PH} - U_{TN} - U_L$. Ток при прогреве проходит по цепи $U_H - U_A - U_L$, при этом измерительная цепь находится в отключенном состоянии (см. рис. 1, б).

Алгоритм подбора выравнивающих значений δU_C и δU_h может быть следующим. Полагая, что $h \equiv \delta U_h = 0$, так же, как и в схеме ВЕQ, выполняем подбор выравнивающих $v \equiv \delta U_C$ по условию $f_j(h, v) = 0$, где $f_j(h, v) = U_{out,j}(T_{\max}, h, v, P_{\min}) - U_{out,j}(T_{\min}, h, v, P_{\min})$. Затем, определяя на каждом шагу в плоскости (h, v) направление нулевого градиента функции $f_j(h, v)$, строим зависимость $v = v(h)$ такую, что $f_j(h, v(h)) = 0$, и двигаемся по ней до тех пор, пока не выполним второе необходимое условие: $U_{out,j}(T_{\min} + \Delta T/2, h, v, P_{\min}) - U_{out,j}(T_{\min}, h, v, P_{\min}) = 0$ для всех элементов матрицы. В конце

этого процесса необходимо путем прямого перебора параметров (h, v) в окрестности полученного приближенного решения произвести его уточнение.

Численное моделирование

Моделирование проводилось для двух схем: ВЕQ [6, 7] и РНАВЕQ. Используемые в расчетах численные значения параметров были выбраны одинаковыми для обеих схем: эффективная площадь болометра $A = 1,5 \cdot 10^{-5}$ см²; $\tau_i = \tau_h = 50$ мкс; $C_i = 40$ пФ; $G = 5 \cdot 10^{-8}$ Вт/К; $\eta = 0,5$. Температурная зависимость сопротивления болометров задавалась соотношением $R_{D,j}(T) = R_{D0,j} \exp\{[E_a e_j - \gamma y_j (T - T_0)^2 / kT]\}$, где средняя энергия активации $E_a = 0,155$ эВ; $\gamma = 4,5 \cdot 10^{-7}$ эВ/К²; $T_0 = 300$ К и $R_{D0} = 125$ Ом, так что $R_{D,a}(T_0) = 50$ кОм. При этом ТКС имеет вид $\alpha_j(T) = [E_a e_j + \gamma y_j (T^2 - T_0^2)] / kT^2$ при $\alpha_j(T_0) = 0,02$ К⁻¹. (Результаты, аналогичные приведенным ниже, были получены также для ТКС, независящего от температуры, и для постоянной энергии активации сопротивления). Множители a_j , y_j и s_j , задающие разброс величин по массиву микроболометров, и параметр g , введенный в соотношение (3), имеют вид $1 + D(\sigma)$, где $D(\sigma)$ — случайная величина, имеющая нормальное распределение со средним значением, равным нулю, и среднеквадратичными отклонениями $\sigma_e = 10^{-2}$, $\sigma_s = \sigma_y = 5 \cdot 10^{-2}$ и $\sigma_g = 20 \cdot 10^{-2}$.

Напряжения смещения болометров при считывании сигнала $U_{D,C} = U_{D0,C0} + \delta U_{D,C}$ и предварительном разогреве $U_h = U_{h0} + \delta U_h$ варьировались вокруг постоянных значений $U_{D0,C0} = 2$ В и $U_{h0} = 1,4$ В. Остальные параметры равны использованным в ранее проведенных оценках. Расчет проводился на основе соотношений (1)–(3). Вычислялись среднеквадратичные значения геометрического шума для:

"темнового" выходного напряжения — $\sigma(U_D)$;

сигналов, обусловленных потоками ИК-излучения $\Delta P_{SC} = \sigma(U_{SF})$ и $\Delta P_{SC}/2$, при котором ожидается максимальный геометрический шум, — $\sigma(V_{SH})$.

Здесь ΔP_{SC} — калибровочный ИК-поток, в рабочем диапазоне 8–14 мкм равный $8 \cdot 10^{-8}$ Вт, падающий на приемник через относительное отверстие 1/1 и излучаемый протяженным абсолютно черным телом, температура которого меняется в пределах 286–366 К. Усреднение проводилось по 20 парам чувствительных и компенсирующих болометров, параметры которых варьировались независимо. Результаты расчета представлены на рис. 3.

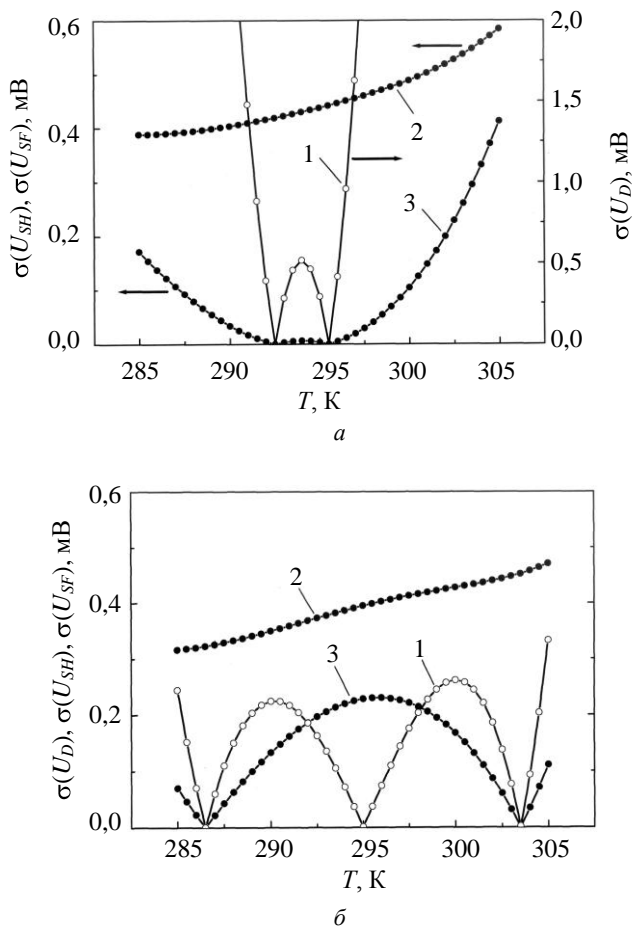


Рис. 3. Температурные зависимости среднеквадратичных отклонений геометрического шума "темнового" выходного напряжения (1) и сигналов, обусловленных потоками ИК-излучения: 2 — $\Delta P_{sc}/2$; 3 — ΔP_{sc} :
 а — для схемы ВЕQ; $T_{min} = 292,5$ К и $T_{max} = 295,5$ К;
 б — для схемы РНАВЕQ; $T_{min} = 286,5$ К и $T_{max} = 303,5$ К

Чувствительность приемника S при выбранных выше параметрах составляет 10 мВ/К и, следовательно, температурно-индуцированный геометрический шум не должен превышать величины $S \cdot NETD = 0,5$ мВ при выбранном значении разности температур, эквивалентной шуму $NETD$, равной 50 мК. Видно, что для схемы РНАВЕQ это условие выполняется в диапазоне температур 285—305 К (12—32 °С) и, следовательно, она может быть использована в помещениях без стабилизации температуры приемника и дальнейшей коррекции в зависимости от температуры приемника, в то время как в традиционной схеме ВЕQ это условие для "темнового" выходного напряжения выполняется только в интервале $\Delta T \approx 5$ К.

Заметное возрастание геометрического шума при повышении температуры обусловлено повышением чувствительности $S(T)$ с уменьшением сопротивления болометров $R_D(T)$. Важными параметрами для определения работоспособности схемы являются величины среднеквадратических отклонений σ вариаций выравнивающих напряже-

ний δU_H , δU_L , δU_{PH} и напряжения на емкости интегратора U_{Ci} , а также необходимая точность Pr поддержания выравнивающих значений напряжений δU_H , δU_L , δU_{PH} , в пределах которой геометрический шум существенно не увеличивается. В схеме ВЕQ: $\sigma(\delta U_H) \approx 90$ мВ, $\sigma(\delta U_L) \approx 130$ мВ, $\sigma(\delta U_{Ci}) \approx 670$ мВ, $Pr \approx 100$ мкВ. В схеме РНАВЕQ: $\sigma(\delta U_H) \approx 90$ мВ, $\sigma(\delta U_L) \approx 230$ мВ, $\sigma(\delta U_{PH}) \approx 85$ мВ, $\sigma(\delta U_{Ci}) \approx 300$ мВ, $Pr \approx 20$ мкВ. В целом все величины вполне приемлемы для реального приемника, а более высокая необходимая точность поддержания выравнивающих напряжений в схеме РНАВЕQ требует использования 16-разрядных цифроаналоговых преобразователей, в то время как в схеме ВЕQ достаточно 14 разрядов [6].

Заключение

Предложен метод выравнивания температурно-индуцированной неоднородности сигналов матричных микроболометрических приемников, основанный на использовании совместных вариаций измерительных и предварительных прогревающих импульсов смещения, применяемых как к чувствительным, так и к компенсирующим болометрам.

Проведенное численное моделирование выбранной конструкции приемника показывает, что указанная неоднородность сигналов может не превышать уровня минимально разрешимого сигнала при изменении температуры приемника на 20 К, что в четыре раза превышает ранее достигнутый результат и вполне достаточно для применения таких приемников в помещениях без использования дополнительных мер, как стабилизация температуры и проведение коррекции сигналов в зависимости от температуры приемника.

Литература

1. Рогольский А. Инфракрасные детекторы. — Новосибирск: Наука, 2003.
2. Филачев А. М., Пономаренко В. П., Таубкин И. И., Ушакова М. Б. Инфракрасные матрицы и тенденции их развития. Ч. I // Прикладная физика. 2003. № 1. С. 105—120.
3. Richards P. L. // J. Appl. Phys. 1994. V. 76. № 1. P. 1.
4. Mottin E., Bain A., Martin J.-L. et al. // Proc. SPIE. 2003. V. 4820. P. 200.
5. Murphy D. F., Ray M., Wyles R. et al. // Ibid. P. 208.
6. Parish W. J., Woolaway J. T., Kincaid G. T. et al. // Ibid. 1998. V. 3360. P. 111.
7. Parish W. J., Woolaway J. T. // Ibid. 1999. V. 3698. P. 748.
8. Fraenkel A., Mizrahi U., Bykov L. et al. // Opto-Electronics Review. 2006. V. 14. № 1. P. 47.
9. Parish W. J., Woolaway J. T. // United States Patent. № 5,756,999. 1998.
10. Демьяненко М. А., Кравченко А. Ф., Овсяк В. Н. // Автоматрия. 2005. Т. 41. № 5. С. 108.
11. Dem'yanenko M. A., Fomin B. I., Ovsyuk V. N. et al. // Proc. SPIE. 2005. V. 5957. P. 340.

Improved method for equalization temperature-induced non-uniformities in microbolometer FPA response

M. A. Dem'yanenko, V. N. Ovsyuk

Institute of Semiconductor Physics, Siberian Branch of Russian Academy of Sciences,
Novosibirsk, Russia

Method for equalization temperature-induced non-uniformities in microbolometer IR FPA response based on use of variations of prior heating and measuring impulses applied both to sensitive and to compensating bolometers is proposed. Carried out numerical simulation of proposed FPA architecture demonstrates high quality of signal equalization over wide temperature range that allows to apply microbolometer FPAs indoors without use any additional measures such as temperature stabilization and real-time correction.

УДК 621.385

Метод коррекции неоднородности многоэлементных фотоприемных устройств по сигналам сцены

В. Н. Соляков, С. И. Жегалов, Л. Д. Сагинов, А. М. Филачев,
К. О. Болтарь, И. Д. Бурлаков, А. Н. Свиридов

ФГУП «НПО "Орион"» — Государственный научный центр РФ, Москва, Россия

Рассмотрен метод коррекции неоднородности чувствительности многоэлементных фотоприемных устройств (ФПУ) без использования опорных источников однородного излучения. Метод решает актуальную для оптико-электронных систем ИК-диапазона спектра задачу устранения неоднородности сигналов из-за различий чувствительности отдельных элементов ФПУ к входному потоку излучения. Для определения корректирующих коэффициентов используются сигналы сцены, по которым для каждого элемента определяется пара корректирующих коэффициентов по смещению и чувствительности. Процесс коррекции состоит в периодически выполняемой процедуре определения корректирующих коэффициентов и непрерывно выполняемой процедуре корректирования сигналов. Рассмотрены способы технической реализации метода и получены расчетные выражения для определения корректирующих коэффициентов. Проанализированы факторы, характеризующие точность метода в зависимости от сцены, которые определяют его применимость как для матричных, так и для многорядных ФПУ со сканированием.

Одна из наиболее важных и решающих задач цифровой обработки сигналов изображений матричных и многорядных ФПУ ИК-диапазона спектра — устранение неоднородности сигналов, обусловленной различиями в значениях чувствительности и темновых токов отдельных фоточувствительных элементов ФПУ.

В настоящее время наиболее широкое применение находит метод двухточечной коррекции [1, 2], при котором на все элементы МФПУ подаются одинаковые оптические эталонные сигналы двух уровней. Этот метод обеспечивает коррекцию с достаточной точностью [3, 4], но при работе в широком диапазоне изменений мощности оптического излучения требуется подстройка эталонов под

интенсивность сигналов сцены. Во многих случаях наличие эталонных источников вообще не приемлемо, например, по условиям размещения этих источников в аппаратуре применения.

В ряде публикаций [5—7] рассматриваются вопросы реализации коррекции без использования эталонных источников. Применение для калибровки сигналов сцены позволяет упростить оптико-механическую часть тепловизионной или тепловизионной аппаратуры, однако требует дополнительных вычислительных ресурсов. В известных методах коррекции неоднородности предлагаются различные алгоритмы, основанные на определенных требованиях к параметрам регистрируемой сцены. Методика калибровки по сцене