

ПРИМЕНЕНИЕ ИМПУЛЬСОВ СМЕЩЕНИЯ ДЛЯ ВЫРАВНИВАНИЯ СИГНАЛОВ В МАТРИЧНЫХ МИКРОБОЛОМЕТРИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКАХ

© 2008 г. М. А. Демьяненко, канд. физ.-мат. наук; В. Н. Овсяк, доктор физ.-мат. наук

Институт физики полупроводников СО РАН, г. Новосибирск

E-mail: dem_yanenko@thermo.isp.nsc.ru

Аналитически рассмотрен метод выравнивания температурно-индуцированной неоднородности сигналов в матричных микроболометрических приемниках, основанный на вариациях измерительных импульсов смещения. Предложен метод, использующий дополнительные варьируемые предварительно прогревающие импульсы, применяемые как к чувствительным, так и к компенсирующим болометрам. Проведенное численное моделирование по сравнению с методом, использующим только вариации измерительных импульсов, демонстрирует четырехкратное увеличение интервала температур, в котором указанная неоднородность сигналов незначительна, что достаточно для применения микроболометрических приемников в помещениях без использования дополнительных мер по выравниванию сигналов.

Коды OCIS: 040.1240, 040.3060, 110.4280.

Поступила в редакцию 29.08.2007.

Введение

Неохлаждаемые матричные микроболометрические приемники (ММБП) в настоящее время являются наиболее предпочтительными во многих областях гражданского применения, не требующих предельных параметров, характерных для значительно более дорогих криогенных фотонных приемников инфракрасного (ИК) излучения [1–5]. Дальнейшее улучшение их характеристик (в первую очередь уменьшение веса, объема, энергопотребления и стоимости) ограничено необходимостью стабилизации температуры микроболометрической матрицы с точностью порядка 0,01 К, так как ее небольшое изменение после проведения стандартной двухточечной коррекции сигналов приводит к появлению температурно-индуцированного геометрического шума (ГШ), обусловленного естественной неоднородностью температурных зависимостей сигналов.

Метод выравнивания температурно-индуцированного ГШ, основанный на использовании измерительных импульсов смещения болометров с индивидуально подобранным для каждого элемента приемника напряжением (Bias Equalization method – BEQ-метод), 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 – на основе проведения дополнительной коррекции выходных сигналов приемника и/или напряжений смещения болометров в зависимости от его текущей температуры. При этом коррекция осуществляется в режиме реального вре-

мени, используя накопленную в процессе калибровки информацию о температурных зависимостях сигналов всех элементов приемника [8]. Второй – на основе дальнейшего повышения качества выравнивания температурно-индуцированного ГШ. Успешное применение коррекции [8] продемонстрировало высокую стабильность параметров микроболометров, необходимую и для выравнивания высокого качества.

Существующие способы выравнивания используют индивидуальные для каждого болометра вариации либо предварительных разогревающих импульсов, либо измерительных импульсов смещения [6, 7, 9]. В настоящей работе проводится подробный анализ BEQ-метода и путем численного моделирования рассматривается возможность дальнейшего повышения качества выравнивания на основе использования совместных вариаций как предварительных разогревающих, так и измерительных импульсов смещения.

Основные соотношения

Будем рассматривать схемы измерения сигнала, в которых на болометр подается импульс смещения напряжением V_D и длительностью τ_i один раз за время кадра $\tau_F \gg \tau_i$, а измеряемой величиной является напряжение V_{Ci} , до которого протекающий через болометр ток зарядит емкость C_i интегрирующего операционного усилителя (см. рис. 1). Разогрев полупроводникового болометра, имеющего высокое абсолютное значение температурного коэффициента сопротивления (ТКС) $\alpha_D \geq 0,02 \text{ K}^{-1}$, при подаче на него измерительного импульса смещения мал, что позволяет использовать приближение постоян-

ства ТКС в течение указанного импульса и описать его соотношением, учитывающим изменение джоулевой мощности $V_D^2/R_D(t)$ в течение импульса [10]:

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

Здесь $\Delta T_{i0}(T') = V_D^2 \tau_i / R_D(T') C_D$ – величина разогрева болометра в конце импульса смещения без учета изменения джоулевой мощности, C_D – теплоемкость болометра, α_D – модуль ТКС, T' и $R_D(T')$ – температура и сопротивление болометра в начале импульса (в момент времени $t = 0$), не зависящие от разогрева измерительным импульсом. 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 далее из набора индексов и параметров функций указываются только необходимые для понимания.

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

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

Поскольку в схеме имеется компенсирующий болометр, то полное выходное напряжение $V_{out,j}$ равно разности $V_{Ci,j}(T') - V_{Ci,c}(T')$. Здесь $V_{Ci,c}(T')$ – напряжение, до которого зарядится емкость интегратора C_i током, протекающим через компенсирующий болометр, также задаваемое соотношением (2), в котором V_D , R_D и α_D следует заменить на V_C , R_C и α_C , относящиеся к компенсирующему болометру, и формально считать, что $C_D \rightarrow \infty$, если компенсирующий болометр является “термически закороченным”, т. е. его температура всегда равна температуре подложки, над которой подвешены микро-болометры.

В случае применения предварительного прогревающего импульса напряжением V_h и длительностью $\tau_h \approx \tau_i$ будем считать, что он заканчивается до начала измерительного импульса за время, много меньшее τ_0 , так что отводом джоулевого тепла от болометра с начала предварительного и до конца измерительного импульса можно пренебречь. Температура предварительного разогрева $\Delta T_h(T)$ задается соотношением, аналогичным (1), в котором под температурой T' следует понимать температуру приемника T (точнее, подложки), а при вычислении $\Delta T_i(T')$ и $V_{Ci}(T')$ в выражениях (1) и (2) следует использовать температуру болометра после предварительного прогрева $T' = T + \Delta T_h(T)$.

ИК излучение мощностью ΔP_S , падающее на болометр, увеличит его температуру в начале измерительного импульса смещения (или прогревающего, если он используется) на $\delta T_0 = \eta \Delta P_S / G$, где η – коэффициент поглощения ИК излучения в рабочем диапазоне длин волн $\lambda_1 - \lambda_2$ и G – теплопроводность болометра. Величины C_D , G и η будем считать не зависящими от температуры. Дифференцируя выражение (2) по ΔP_S , получим соотношение для малосигнальной чувствительности j -го болометра

$$S_j(T) = (\eta/G) (dV_{Ci,j}(T')/dT') (dT'/dT), \quad (3)$$

которое в приближении не зависящего от температуры ТКС, используемого далее в аналитических вычислениях, может быть записано в виде

$$S_j(T) = \frac{1}{g_j} \frac{\alpha_D V_D}{R_D(T') [1 - \alpha_D \Delta T_{i0}(T')]} \times \frac{\eta_a \tau_i}{G_a G_i} \frac{1}{1 - \alpha_D \Delta T_{h0}(T)}. \quad (4)$$

Здесь введен параметр $g_j = \eta_a G_j / \eta G_a$, который характеризует обусловленные вариациями G и η изменения δT_0 от болометра к болометру относительно некоторого “среднего” элемента (помеченного индексом a).

Выравнивание сигналов вариациями измерительных импульсов

Традиционная двухточечная коррекция чувствительности $S_j(T)$ и “темнового” выходного напряжения (ТВН) $V_{out,j}(T, P_{min})$ по соотношению $V'_{out,j} = b_j V_{out,j} + c_j$ позволяет провести выравнивание указанных величин только при какой-либо одной температуре приемника T_0 , которая является рабочей. Здесь P_{min} – “темновой” поток ИК излучения, b_j и c_j – некие индивидуальные коэффициенты, подобранные так, что все скорректированные чувствительности $S'_j = b_j S_j$ и ТВН $V'_{out,j}(T_0, P_{min})$ оказываются одинаковыми для всех элементов приемника. Отклонение от T_0 на ΔT_0 приводит к возникновению ГШ “темнового” выходного напряжения $\delta V'_{out} \approx S_T \Delta T_0 [\delta \alpha_D / \alpha_D - \delta \alpha_C / \alpha_C + \delta R_C / R_C - \delta R_D / R_D]$ и сигнала $\delta V'_{out,s} \approx S_T \Delta T_0 \alpha_D \delta T_{0min} DR [\delta \alpha_D / \alpha_D - (\delta R_D / R_D) \alpha \Delta T_{i0}]$, сравнимых с минимальным разрешаемым сигналом $S_T \delta T_{0min}$ соответственно при $\Delta T_0 \approx 0,01$ и 1 К, и, следовательно, к требованию стабилизации температуры ММП с точностью 0,01 К. Здесь $S_T = S G_a / \eta_a \approx \alpha V_D \tau_i / R_D C_i$ – чувствительность приемника к изменению температуры болометров (учтено, что $\alpha_C \approx \alpha_D = \alpha$); $\delta R = R_j - R_a$ и $\delta \alpha = \alpha_j - \alpha_a$ – вариации сопротивления и ТКС болометров, δT_{0min} – разогрев болометра падающим из-

лучением, соответствующим разности температур, эквивалентной шуму (NETD), заданный соотношением $\delta T_{0\min} = (A\eta_a\tau_{op}NETD/G_a)(dP_B/dT)/(4F^2 + 1)$; P_B – мощность излучения единицы поверхности абсолютно черного тела (АЧТ) в рабочем диапазоне длин волн, τ_{op} – коэффициент пропускания используемой оптики, F – отношение фокусного расстояния к диаметру объектива, A – эффективная площадь болометра и DR – динамический диапазон приемника. Вышеприведенные значения ΔT_0 получены при значениях $\eta = 0,5$, $A = 1,5 \times 10^{-5} \text{ см}^2$, $\lambda_1 - \lambda_2 = 8-14 \text{ мкм}$, $\tau_{op} = F = 1$, $G = 5 \times 10^{-8} \text{ Вт/К}$, $NETD = 50 \text{ мК}$ (при этом $\delta T_{0\min} = 4 \times 10^{-4} \text{ К}$), $DR = 10^3$, или 70 Дб. Характерный разброс сопротивления $\delta R/R = 5\%$ [11], ТКС $\delta\alpha/\alpha = 1\%$. Оценку разброса ТКС можно получить, считая, что вариации сопротивления болометра $R_D = R_{D0}\exp(E_a/kT)$ обусловлены только вариациями энергии активации E_a , и учитывая, что в данном случае $\alpha = E_a/kT^2$.

Для того чтобы изображение не размывалось при изменении температуры ММБП, необходимо обеспечить в рабочих областях температур ($T_{\min} - T_{\max}$) и потоков ИК излучения ($P_{\min} - P_{\max}$) равенство $S_j(T)$ и $V_{out,j}(T, P_{\min})$ для всех элементов матрицы. Известный метод такого выравнивания – BEQ-метод, основанный на том, что разогрев болометра импульсами смещения меняет температурные зависимости S и V_{Ci} , измеренные по отношению к температуре подложки, предложен и реализован “Indigo Systems Corporation” [6, 7]. В нем разогрев каждого болометра устанавливается путем применения индивидуальных вариаций напряжения измерительного им-

пульса смещения, а в качестве компенсирующих используется одна дополнительная строка “термически закороченных” болометров (см. рис. 1а). Процедура выравнивания состоит из трех шагов. Первым шагом 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 V_D , например, путем изменения напряжения δV_H на истоковом повторителе ($V_D \approx V_H - \delta V_H + V_{TP}$, где V_{TP} – пороговое напряжение p -канального транзистора) и, следовательно, температуры разогрева болометра ΔT_{i0} измерительным импульсом смещения. Действительно, температурная зависимость чувствительности $S(T)$ (см. соотношение (4)) при отсутствии предварительного разогрева 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 $T - T_0$ приобретает вид $R_D(T_0)[1 - \alpha\Delta T_{i0}(T_0)][1 - \alpha'(T - T_0)]$, где $\alpha' = \alpha(1 + \alpha\Delta T_{i0})$ имеет смысл эффективного ТКС. Возрастание α' при $\Delta T_{i0} = 8 \text{ К}$ (такой разогрев происходит при $R_D = 50 \text{ кОм}$, $V_D = 2 \text{ В}$, $\tau_i = 50 \text{ мкс}$ и $C_D = 5 \times 10^{-10} \text{ Дж/К}$) составляет 16 %, что вполне достаточно, так как характерный разброс ТКС примерно 1%. Предварительный прогрев болометра $\Delta T_{i0}(T)$ приводит к аналогичному увеличению эффективного ТКС за счет знаменателя $[1 - \alpha\Delta T_{i0}(T)]$ в соотношении (4). Отметим, что при $\tau_0 \approx \tau_F$ превы-

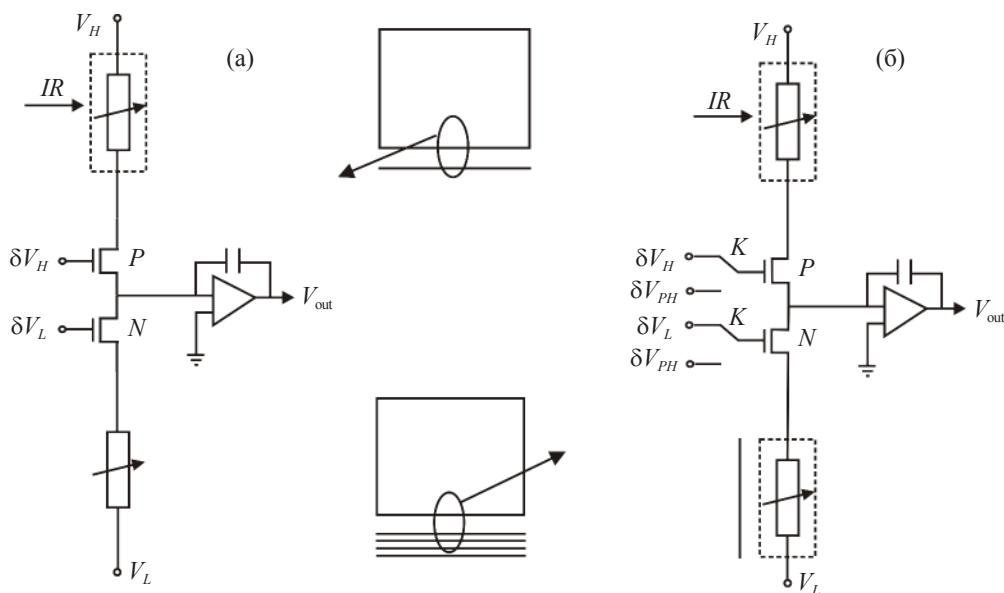


Рис. 1. Принципиальные схемы включения болометров, соответствующие двум способам выравнивания: а – BEQ, б – RИАВЕQ. Резистор в прямоугольнике – теплоизолированный болометр (экранирование ИК излучения обозначено сплошной линией), без прямоугольника – “термически закороченный”. Верхние болометры – чувствительные, нижние – компенсирующие.

шение “рабочей” температуры болометра над температурой подложки на ΔT_{OD} [7] тоже приводит к изменению эффективного ТКС, равного $\alpha' = \alpha(1 - 2\Delta T_{OD}/T)$ при $R_D(T) = R_{D0}\exp(E_d/kT)$. Однако это изменение меньше, чем рассматриваемые в данной работе, так как $2/T < \alpha$ и $\Delta T_{OD} < \Delta T_{i,h}$ при $\tau_F \approx 3\tau_0$.

Вторым шагом выравниваются абсолютные значения чувствительности путем умножения выходного напряжения интегрирующего усилителя на индивидуальные не зависящие от температуры множители $b_j = S_a/S_j$, измеренные при температуре T_{\min} , где S_a – чувствительность некоторого “среднего элемента”. При этом скорректированные выходные напряжения $V'_{out,j}$ и чувствительности S'_j соответственно равны $b_j V_{out}$ и $b_j S_j$. В результате разница относительной чувствительности j -го элемента и “среднего”, обусловленная разбросом сопротивлений и ТКС, после разложения в ряд по температуре до второго порядка может быть записана в виде

$$\frac{S'_j(\Delta T) - S_a(\Delta T)}{S_a(0)} = \frac{\alpha\delta\alpha\Delta T(\Delta T_m - \Delta T)}{2}, \quad (5)$$

где $\Delta T_m = T_{\max} - T_{\min}$ и $\Delta T = T - T_{\min}$. Относительная разница выравненных чувствительностей обращается в нуль в точках T_{\min} и T_{\max} (по ним проводилось выравнивание) и достигает максимума, равного $\alpha\delta\alpha\Delta T_m^2/8$, в точке $(T_{\min} + T_{\max})/2$.

Вышеописанное выравнивание нормированной чувствительности S'_j проводится при использовании достаточно большого калибровочного потока излучения $\Delta P_{SC} = P_{\max} - P_{\min}$, и при $\Delta P_S < \Delta P_{SC}$ чувствительность и сигнал могут иметь геометрический шум вследствие нелинейной зависимости сигнала от потока излучения, обусловленной главным образом нелинейной зависимостью сопротивления болометров от температуры. Проведя разложение сигнала $\Delta V_{out}(T) = V_{out}(T, \Delta P_S) - V_{out}(T, 0)$ в ряд Тейлора до второго порядка по δT_0 , найдем, что чувствительность S_G , измеренная при достаточно большом потоке излучения ΔP_S , будет связана с мало-сигнальной чувствительностью S соотношением $S_G = (1 + \alpha\delta T_{0a}/2g)S$, где δT_{0a} – разогрев “среднего” болометра потоком ΔP_S . Отметим, что учет нелинейности сигнала при больших ΔP_S не приводит к каким-либо существенным изменениям в используемых соотношениях и в процедуре выравнивания, так как ее учет сводится к формальной замене g в соотношении (4) на $g' = g/(1 + \alpha\delta T_{0c}/2g)$. Здесь ΔT_{0c} – значение δT_{0a} при $\Delta P_S = \Delta P_{SC}$. Скорректированный выходной сигнал для $\Delta P_S \neq \Delta P_{SC}$ может быть записан в виде

$$\Delta V'_{out,j} = S'_{G,j} \frac{1 + (\alpha_j \delta T_{0c}/2g_j)(\Delta P_S/\Delta P_{SC})}{1 + \alpha_j \delta T_{0c}/2g_j} \Delta P_S. \quad (6)$$

Его геометрический шум $\delta V'_{out,S}$, обусловленный разбросом α и g относительно “среднего” элемента, обращается в нуль при $\Delta P_S = 0$ (все сигналы равны нулю) и при $\Delta P_S = \Delta P_{SC}$, а при $\Delta P_S = \Delta P_{SC}/2$ достигает максимального значения. Учитывая малость $\alpha\delta T_0$ (порядка 10^{-2}) и заменяя в (6) $S'_{G,j}$ на $S_a(T)$ (см. соотношение (5)), получим

$$\delta V'_{out,S} \left(\frac{\Delta P_{SC}}{2} \right) \approx S_T(T) \frac{\delta T_{0c}}{2} \frac{\alpha\delta T_{0c}}{4} \left(\frac{\delta g}{g} - \frac{\delta \alpha}{\alpha} \right). \quad (7)$$

Разбросом ТКС здесь можно пренебречь, поскольку характерный разброс g значительно больше (для оценок примем его равным 20%).

Третьим шагом выравниваются ТВН $V'_{out,j}(T, P_{\min})$. Варьируя напряжения смещения соответствующих компенсирующих болометров V_C (путем изменения напряжения δV_L на истоковом повторителе: $V_C \approx \delta V_L - V_{TN} - V_L$, где V_{TN} – пороговое напряжение n -канального транзистора, см. рис. 1а), добиваются выполнения равенства $V'_{out,j}(T_{\max}, P_{\min}) = V'_{out,j}(T_{\min}, P_{\min})$ для всех элементов приемника, после чего, проводя смещение скорректированного выходного напряжения $V'_{out,j}$ на $V'_{out,j}(T_{\min}, P_{\min})$, получим окончательное скорректированное выходное напряжение $V''_{out,j} = V'_{out,j} - V'_{out,j}(T_{\min}, P_{\min})$, которое приведено к нулю в точках T_{\min} и T_{\max} . Качественная иллюстрация третьего шага приведена на рис. 2.

Рассмотрим точность такого выравнивания ТВН. Чувствительность $S'_j(T)$ после выравнивания одина-

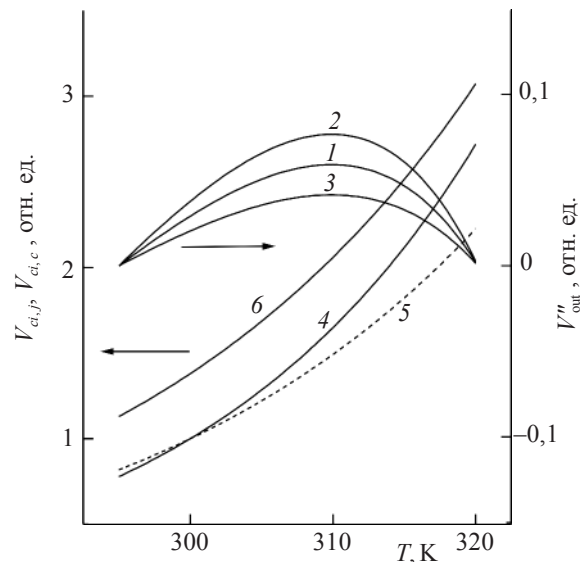


Рис. 2. Температурные зависимости “темнового” выходного напряжения $V''_{out,j}$ ($l - g_j = 1, 2 - 1, 3, 3 - 0, 7$) и его составляющих от чувствительного $V_{Cl,j}$ (4) и компенсирующего $V_{C,c}$ болометров до выравнивания (5, $V_C = V_D$) и после выравнивания (6, $V_C > V_D$).

кова для всех элементов с точностью до поправки (5) и приближенно может быть представлена в виде $S_{a0} \exp(\alpha' \Delta T)$. Учитывая, что $S_j = (\eta_a / G_a g_j) (dV_{Ci,j}(T)/dT)$ и $b_j = g_j' (dV_{Ci,a}(T)/dT)|_{\Delta T=0} / g_a' (dV_{Ci,j}(T)/dT)|_{\Delta T=0}$, получим

$$\frac{dV_{Ci,j}(T)}{dT} = \frac{G_a}{\eta_a} S_{a0} \exp(\alpha' \Delta T) \frac{dV_{Ci,j}/dT}{dV_{Ci,a}/dT} \Big|_{\Delta T=0}. \quad (8)$$

После интегрирования по температуре ТВН может быть представлено в виде $V_{Ci,j} = D_j \exp(\alpha' \Delta T) + H_j$, где $D_j = (G_a / \eta_a \alpha') S_{a0} (dV_{Ci,j}/dT)|_{\Delta T=0} / dV_{Ci,a}/dT|_{\Delta T=0} \approx \approx V_D \tau_i / R_{D0} C_i$ и H_j – константа. Вклад компенсирующего “термически закороченного” болометра в выходное напряжение запишем в виде $C_{Ci,C} = V \exp(\alpha_C \Delta T)$, где $B = V_C \tau_i / R_{C0} C_i$. Здесь R_{D0} и R_{C0} – значения сопротивлений чувствительного и компенсирующего болометров при T_{\min} . Для скорректированного полного ТВН имеем

$$V'_{out,j} = b_j [D_j \exp(\alpha' \Delta T) + H_j - B \exp(\alpha_C \Delta T)]. \quad (9)$$

Подбором параметра B (или V_C) можно добиться равенства ТВН при $\Delta T = 0$ и $\Delta T = \Delta T_m$. Это достигается при $B = D_j [(\exp(\alpha' \Delta T_m) - 1) / (\exp(\alpha_C \Delta T_m) - 1)]$. Изменение ТВН с ростом температуры $\Delta V'_{out}(\Delta T) = V'_{out}(\Delta T) - V'_{out}(0)$ после разложения в ряд по ΔT до второго порядка можно представить в виде

$$\begin{aligned} \Delta V'_{out,j}(\Delta T) &\approx \\ &\approx \frac{G_a}{\eta_a} S_{a0} g_j (\alpha' - \alpha_C) \Delta T (\Delta T - \Delta T_m) / 2, \end{aligned} \quad (10)$$

откуда следует, что $\Delta V'_{out,j}$ обращается в нуль при $\Delta T = 0$ и $\Delta T = \Delta T_m$ и достигает своего максимального значения при $\Delta T = \Delta T_m / 2$. Его ГШ, обусловленный вариациями g_j и α_C ,

$$\delta V'_{out}(T) \approx \frac{S_T}{\alpha'} \frac{(\alpha' \Delta T_m)^2}{8} \left[\frac{\delta \alpha_C}{\alpha'} - \frac{\Delta \alpha}{\alpha'} \delta g \right], \quad (11)$$

где $\Delta \alpha = \alpha' - \alpha_C$ – систематическое превышение эффективного ТКС чувствительных болометров над ТКС “термически закороченных” болометров. ГШ, обусловленный разбросом параметра g и большой систематической разницей $\Delta \alpha$, проиллюстрирован на рис. 2 (зависимости 1–3). Опущенная в расчете поправка (5) приводит к много меньшему значению $\delta V'_{out}(T) < (S_T / \alpha') (\delta \alpha / \alpha) (\alpha \Delta T_m)^3 / 12$.

Приведем численные оценки, используя вышеуказанные значения параметров и приняв $\Delta T_m = 10$ К. Разогрев болометра δT_{0C} калибровочным ИК потоком ΔP_{SC} , в рабочем диапазоне 8–14 мкм равным 8×10^{-8} Вт, излучаемым протяженным АЧТ, температура которого меняется от 286 до 366 К, и падающим на приемник через относительное отвер-

стие 1/1, составит примерно 0,8 К. Нормированный на минимально разрешаемый сигнал $S_T \delta T_{0\min}$ (равный шуму V_n), геометрический шум V'_{out} , обусловленный неоднородностью чувствительности, вызванной флуктуациями ТКС (5), максимален при $\Delta P_S = \Delta P_{SC} -$

$$\delta V'_{out,S}(\delta \alpha) / V_n = (\alpha \delta \alpha \Delta T_m^2 / 8) (\delta T_{0C} / \delta T_{0\min}) \approx 0,1, \quad (12)$$

а обусловленный неоднородностью чувствительности, вызванной флуктуациями параметра g (7), максимален при $\Delta P_S = \Delta P_{SC} / 2 -$

$$\begin{aligned} \delta V'_{out,S}(\delta g) / V_n &= \\ &= (\delta T_{0C} / \delta T_{0\min}) (\alpha \delta T_{0C} / 8) (\delta g / g) \approx 0,8. \end{aligned} \quad (13)$$

Наконец, геометрические шумы V'_{out} , обусловленные неоднородностью ТВН (11), вызванной разбросом параметра g и $\delta \alpha_C$, определяются соответственно как

$$\begin{aligned} \delta V'_{out}(\delta g) / V_n &= \\ &= (\alpha' \Delta T_m)^2 / (8 \alpha' \delta T_{0\min}) (\Delta \alpha / \alpha') (\delta g / g) \approx 10, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \delta V'_{out}(\delta \alpha_C) / V_n &= \\ &= (\alpha' \Delta T_m)^2 / (8 \alpha' \delta T_{0\min}) (\delta \alpha_C / \alpha_C) \approx 6. \end{aligned} \quad (15)$$

Из проведенных оценок видно, что BEQ-метод приводит к хорошему выравниванию чувствительности и явно недостаточному выравниванию ТВН (оно может быть приемлемым только при $\Delta T_m \approx 4$ К). Следовательно, для высококачественного выравнивания сигналов ММБП необходимо устранить “систематическую” разницу ТКС чувствительных и компенсирующих болометров $\Delta \alpha$ и произвести выравнивание ТКС компенсирующих болометров α_C . Первое требование можно выполнить, используя в качестве компенсирующих не “термически закороченные” болометры, а теплоизолированные болометры, аналогичные чувствительным, но экранированные от падающего ИК излучения. Однако одновременное выравнивание в них ТКС и параметра B (см. выражение (9)) вариациями только напряжения смещения V_C невозможно. Потребуется дополнительное воздействие – предварительный прогрев болометров.

Выравнивание предварительно прогреваемыми и измерительными импульсами

Схему выравнивания (назовем ее PNAVEQ – prior heating and bias equalization) построим по аналогии со схемой BEQ [6, 7], а именно заменим строку “термически закороченных” компенсирующих болометров на матрицу теплоизолированных, но экранированных от падающего ИК излучения бо-

лометров с количеством строк, например, в 10 раз меньше, чем в чувствительной матрице (см. рис. 1б). Ее k -я строка будет являться компенсирующей при измерении $k + (N_R/10)(m - 1)$ -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 (N_R – количество строк в основной 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 их разогрев не зависит от τ_{0C} и, следовательно, будет близок к разогреву чувствительных болометров. Это позволит значительно снизить систематическую разницу ТКС чувствительных и компенсирующих болометров и уменьшить ГШ, обусловленный разбросом параметра g .

Выравнивание чувствительности проведем так же, как в схеме ВЕQ, используя вариации напряжения измерительных импульсов смещения δV_D . Управление током компенсирующего болометра в схеме РНАВЕQ осуществляется двумя параметрами (вариациями измерительного δV_C и прогревающего δV_h импульсов смещения, регулируемые соответственно через напряжения δV_L и δV_{PH}). Это позволит добиться равенства ТВН для всех элементов матрицы не только при $T = T_{\min}$ и $T = T_{\max}$, но и при $T = (T_{\min} + T_{\max})/2$, где ГШ в схеме ВЕQ становится максимальным, и, следовательно, расширить интервал температур $\Delta T_m = T_{\max} - T_{\min}$, в котором ГШ остается малым. С целью более точной компенсации тока предварительный прогрев проводится также и для чувствительных болометров напряжением $V_h = V_H - V_{PH} + V_{TP}$, одинаковым для всей матрицы и близким к напряжению прогрева компенсирующих болометров $V_h = \delta V_{PH} - V_{TN} - V_L$. Напряжения δV_H , δV_L или V_{PH} , δV_{PH} выбираются одновременно ключами K . Алгоритм подбора выравнивающих значений δV_C и δV_h с оценкой необходимого для этого времени требует отдельного рассмотрения. По нашим предварительным оценкам, его оптимальный вариант может быть выполнен за 3–4 ч.

Численное моделирование

Моделирование проводилось для схем ВЕQ [6, 7] и РНАВЕQ. Используемые в расчетах значения параметров были выбраны одинаковыми для обеих схем: $\tau_i = \tau_h = 50$ мкс, $C_i = 40$ пФ. Температурная зависимость сопротивления болометров за-

давалась соотношением $R_{D,j}(T) = R_{D0} s_j \exp\{[E_a e_j - \gamma y_j (T - T_0)^2]/kT\}$, где средняя энергия активации $E_a = 0,155$ эВ, $\gamma = 4,5 \times 10^{-7}$ эВ/К², $T_0 = 300$ К и $R_{D0} = 125$ Ом, так что $R_{Da}(T_0) = 50$ кОм. При этом ТКС имеет вид $\alpha_j(T) = [E_a e_j + \gamma y_j (T^2 - T_0^2)]/kT^2$ при $\alpha_a(T_0) = 0,02$ К⁻¹. Множители e_j , y_j и s_j , задающие разброс величин по массиву микроболометров, и параметр g_j , введенный в соотношении (4), имеют вид $1 + D(\sigma)$, где $D(\sigma)$ – случайная величина, имеющая нормальное распределение со средним значением, равным нулю, и среднеквадратическими отклонениями $\sigma_e = 10^{-2}$, $\sigma_s = \sigma_y = 5 \times 10^{-2}$ и $\sigma_g = 20 \times 10^{-2}$. Напряжения смещения болометров при считывании сигнала $V_{D,C} = V_{D0,C0} + dV_{D,C}$ и предварительном разогреве $V_h = V_{h0} + \delta V_h$ варьировались вокруг постоянных значений $V_{D0,C0} = 2$ В и $V_{h0} = 1,4$ В. Остальные параметры равны использованным в ранее проведенных оценках. Расчет проводился на основе соотношений (1)–(3). Вычислялись среднеквадратичные значения температурно-индуцированного ГШ для “темнового” выходного напряжения $\sigma(VD)$, сигналов, обусловленных потоками ИК излучения $\Delta P_{SC} - \sigma(VSF)$ и $\Delta P_{SC}/2$, при которых ожидается максимальный ГШ, – $\sigma(VSH)$. Усреднение проводилось по 20 парам чувствительных и компенсирующих болометров, параметры которых варьировались независимо. Результаты расчета представлены на рис. 3–4.

Чувствительность приемника к изменению температуры наблюдаемого объекта при выбранных выше параметрах составляет 10 мВ/К, и, следовательно, температурно-индуцированный ГШ не должен превышать 0,5 мВ при NETD = 50 мК. Видно, что для схемы РНАВЕQ это условие выполняется в

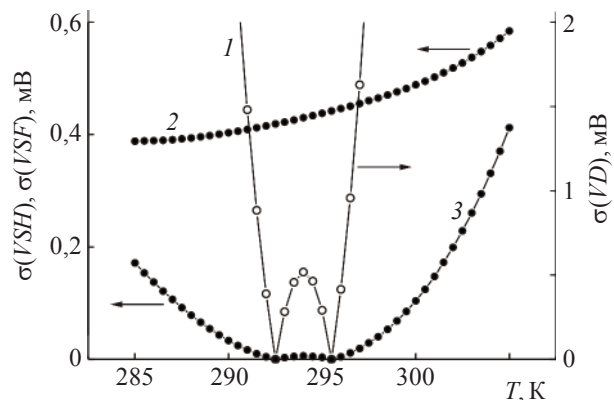


Рис. 3. Температурные зависимости среднеквадратических отклонений геометрического шума “темнового” выходного напряжения (кривая 1) и сигналов, обусловленных потоками ИК излучения (2 – $\Delta P_{SC}/2$, 3 – ΔP_{SC} для схемы ВЕQ). $T_{\min} = 292,5$ К и $T_{\max} = 295,5$ К.

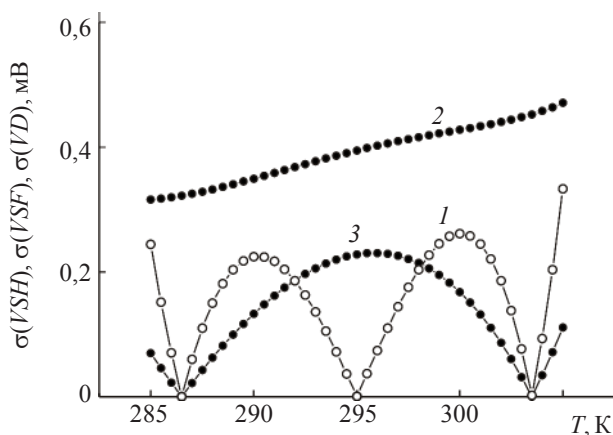


Рис. 4. Температурные зависимости среднеквадратических отклонений геометрического шума “темнового” выходного напряжения (кривая 1) и сигналов, обусловленных потоками ИК излучения ($2 - \Delta P_{SC}/2$, $3 - \Delta P_{SC}$ для схемы РНАВЕQ). $T_{\min} = 286,5$ К и $T_{\max} = 303,5$ К.

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 схеме ВEQ это условие для ТВН выполняется только в интервале $\Delta T \leq 5$ К. Учитывая различие использованного интервала ΔT_m в аналитических оценках и в численном расчете, отметим хорошее совпадение результатов.

Важными параметрами для определения работоспособности схемы являются среднеквадратические отклонения σ вариаций выравнивающих напряжений δV_H , δV_L , δV_{PH} и напряжения на емкости интегратора V_{Ci} , а также необходимая точность Pr поддержания выравнивающих значений напряжений δV_H , δV_L и δV_{PH} , в пределах которой геометрический шум существенно не увеличивается. В схеме ВEQ $\sigma(\delta V_H) \approx 90$ мВ, $\sigma(\delta V_L) \approx 130$ мВ, $\sigma(\delta V_{Ci}) \approx 670$ мВ, $Pr \approx 100$ мкВ. В схеме РНАВЕQ $\sigma(\delta V_H) \approx 90$ мВ, $\sigma(\delta V_L) \approx 230$ мВ, $\sigma(\delta V_{PH}) \approx 85$ мВ, $\sigma(\delta V_{Ci}) \approx 300$ 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 цифро-аналоговых преобразователей, задающих напряжения δV_H , δV_L , δV_{PH} , в то время как в схеме ВEQ достаточно 14 разрядов [6].

Выводы

Получены аналитические соотношения, описывающие температурно-индуцированные неоднородности сигналов в матричных микроболومترес-

ких приемниках, использующих выравнивающие вариации измерительных импульсов смещения. Предложен метод выравнивания указанных неоднородностей, 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 температурно-индуцированная неоднородность сигналов не превышает уровня минимально разрешаемого сигнала при изменении температуры приемника на 20 К, что в четыре раза превосходит результат, достигнутый при использовании только вариаций измерительных импульсов смещения.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Рогальский А.* Инфракрасные детекторы. Новосибирск: Наука, 2003. 636 с.
2. *Хребтов И.А., Маляров В.Г.* Неохлаждаемые тепловые матричные приемники ИК излучения // Оптический журнал. 1997. Т. 64. № 6. С. 3–17.
3. *Richards P.L.* Bolometers for infrared and millimeter waves // J. Appl. Phys. 1994. V. 76. № 1. P. 1–24.
4. *Mottin E., Bain A., Martin J.L., Ouvrier-Buffet J.L., Bisotto S., Yon J.J., Tissot J.L.* Uncooled amorphous silicon technology enhancement for 25- μm pixel pitch achievement // Proc. SPIE. 2003. V. 4820. P. 200–207.
5. *Murphy D.F., Ray M., Wyles R., Asbrock J.F., Lum N.A., Wyles J., Hewitt C., Kennedy A., Lue D.V., Anderson J.S., Bradley D., Chin R., Kostrzewa T.* High-sensitivity 25- μm microbolometer FPAs // Proc. SPIE. 2003. V. 4820. P. 208–219.
6. *Parish W.J., Woolaway J.T., Kincaid G.T., Heath J.L., Frank J.D.* Low cost 160 \times 128 uncooled infrared sensor array // Proc. SPIE. 1998. V. 3360. P. 111–119.
7. *Parish W.J., Woolaway J.T.* Improvements in uncooled systems using bias equalization // Proc. SPIE. 1999. V. 3698. P. 748–755.
8. *Fraenkel A., Mizrahi U., Bykov L., Adin A., Malkinson E., Zabar Y., Seter D., Gebil Y., Kopolovich Z.* Advanced features of SCD's uncooled detectors // Opto-Electronics Review. 2006. V. 14. № 1. P. 47–54.
9. *Parish W.J., Woolaway J.T.* Methods and circuitry for correcting temperature-induced errors in microbolometer focal plane array // United States Patent. № 5756999. 1998.
10. *Демьяненко М.А., Кравченко А.Ф., Овсяк В.Н.* Неохлаждаемые резистивные микроболометры. Ч. II. Режим импульсного смещения // Автотметрия. 2005. Т. 41. № 5. С. 108–121.
11. *Dem'yanenko M.A., Fomin B.I., Ovsyuk V.N., Marchishin I.V., Parm I.O., Vasil'ieva L.L., Shashkin V.V.* Uncooled 160 \times 120 microbolometer IR FPA based on sol-gel VO_x // Proc. SPIE. 2005. V. 5957. P. 340–347.