

Дешёвый датчик освещённости для систем управления совмещённым освещением¹

М. БАГ, С. МАЗУМДАР, К.К. РЭЙ

Джадавпурский университет, Колката, Индия
E-mails: bag12moutusi@mail.com, saswaty.mazumdar@gmail.com, kalyancs.ray.com

Аннотация

Разработан дешёвый двухпроводный датчик освещённости, удовлетворяющий требованиям промышленных стандартов на токовые петли 4–20 мА. Этот датчик предназначен для систем управления внутренним совмещённым освещением и других областей применения. В базовом варианте этого датчика используются фоторезистор из сульфида кадмия (CdS), относительная спектральная чувствительность которого почти совпадает со спектральной чувствительностью глаза человека. Описан способ калибровки датчика и приведены результаты измерений его статических и динамических характеристик.

Ключевые слова: использование естественного света, относительная спектральная чувствительность, фоторезистор, кремниевый $p-i-n$ фотодиод, управляемый источник втекающего тока, инфракрасный полосно-заграждающий фильтр, статические характеристики, динамические характеристики, контрольные точки.

1. Введение

1.1. Общие сведения

Двухпроводные датчики широко используются для проведения измерений часто встречающихся параметров, таких как температура, давление, расход жидкости, уровень и т.д. [1–4]. Важнейшей причиной их популярности является отсутствие каких бы то ни было внешних источников питания, низкая стоимость подключения и простота монтажа. Необходимость использования двухпроводных датчиков для измерения освещённости стала очевидной при создании совмещённых осветительных установок, в которых естественный свет дополняет регулируемый искусственный свет светильников со светодиодами

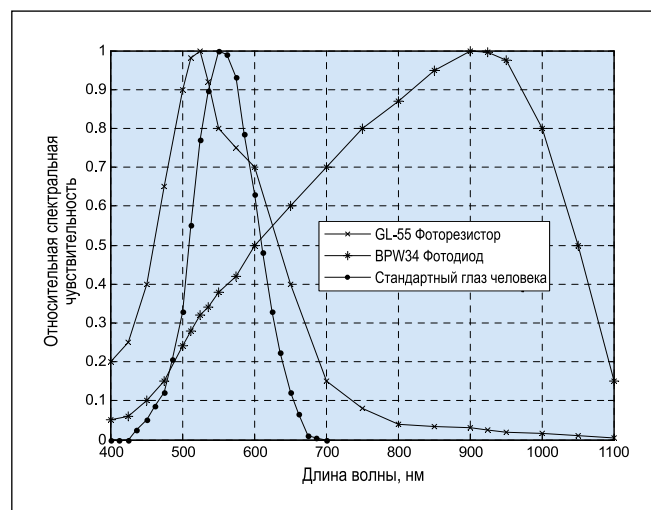
(СД), что позволяет создавать высокоэнергетически эффективные осветительные установки [5–9, 20, 21]. Так как подходящие датчики, которые имеются в продаже, оказались или не очень доступными, или слишком дорогими, то возникла потребность в разработке датчика с высоким отношением эффективности к стоимости. Для обеспечения равномерности освещённости может потребоваться много датчиков. Это делает стоимость датчиков и их подключения очень важными для проекта освещения факторами.

1.2. Фоторезистор как датчик освещённости

Наша первоначальная попытка разработать дешёвый прибор для косвенного измерения освещённости в связанных с использованием естественного света областях применения склонялась в сторону использования кремниевый $p-i-n$ фотодиода ($SIPD$) в качестве базового чувствительного элемента. Основанием для этого послужила явно высокая линейность зависимости фототока короткого замыкания от освещённости [13]. Однако в процессе разработки стали очевидными некоторые недостатки этого датчика. Во-первых, усилитель, необходимый для усиления фотото-

ка до приемлемого тока или напряжения, требовал наличия биполярного источника питания, что, в свою очередь, требовало наличия двух проводов (не считая заземляющего провода). Вторым недостатком заключался в необходимости использования расположенного на плате преобразователя положительного напряжения в отрицательное, что приводит к увеличению сложности, стоимости и тока питания устройства. Ток питания, превышающий 4 мА, говорит о невозможности обеспечить выходной сигнал, удовлетворяющий требованиям промышленных стандартов на двухпроводные токовые петли 4–20 мА. Это означает, что следует удовлетвориться выходными сигналами 0–10 В или 0–5 В, со всеми сопутствующими недостатками датчиков с выходным сигналом напряжения (*voltage-type sensor*) [3]. Подобный датчик будет нуждаться в четырёх или по меньшей мере трёх проводах для подключения его к удалённому прибору или контроллеру. Вторым фактором, сделавшим $SIPD$ неподходящим для разрабатываемого прибора, было большое несоответствие между его спектральной чувствительностью и спектральной чувствительностью глаза человека. Относительная спектральная чувствительность типичного $SIPD$ приведена на рис. 1. Средний глаз человека реагирует на длины волн от 380 до 780 нм с максимумом на длине волны 555 нм. 10 % от пикового значения чувствительности соответствуют длинам волн 472 и 651 нм. Как показано на рис. 1, 10 % от пикового значения чувствительности $SIPD$ соответствует длине волны примерно 1080 нм, находящейся в инфракрас-

Рис. 1. Относительная спектральная чувствительность типичного $Si PIN$ BPW 34 фотодиода, фоторезистора и стандартного глаза человека



¹ Перевод с англ. Е.И. Розовского

ной области, что делает этот фотодиод чувствительным к длинам волн за пределами видимой области спектра. Если использовать *SIPD* без соответствующего ИК фильтра, то при воздействии излучения с ИК составляющей (например, естественного света или света ламп накаливания) он генерирует большой выходной сигнал, чем при воздействии обеспечивающего ту же освещённость излучения без ИК составляющей (например, света белых СД или люминесцентных ламп). Необходимые ИК фильтры дороги и не общедоступны, так что это направление было отвергнуто. Были анонсированы фотодиоды со встроенными светофильтрами, например, *TEMT6200FX01* [14], спектральные чувствительности которых почти совпадают со спектральной чувствительностью глаза человека. Однако возможность их приобретения и их стоимость не позволили нам использовать их в данной работе.

Максимум спектральной чувствительности глаза человека для дневного зрения соответствует длине волны 555 нм. Относительные спектральные чувствительности (*RSR*) *CdS* фотосопротивления и кремниевого *PIN* фотодиода приведены на рис. 1. *RSR* обычного фотосопротивления [15, 16] имеет максимум на длине волны 555 нм. Кроме того, на длине волны 800 нм, которая находится за пределами видимой области спектра, *RSR* уменьшается до всего лишь 0,04. В отличие от этого, на этой длине волны *RSR* кремниевого *PIN* фотодиода равна 0,87, что совершенно неприемлемо.

Основное уравнение, описывающее зависимость сопротивления фоторезистора *R* от его освещённости *E*, имеет вид [16]:

$$R(E) \cdot E^\gamma = K, \quad (1)$$

где γ – константа, известная как индекс освещённости (*illuminance index*) фотосопротивления, *K* – константа.

Производители получают значения γ на основе результатов двух измерений: при $E_1 = 10$ лк и при $E_2 = 100$ лк, так что

$$R(10)/R(100) = 10^\gamma$$

или

$$\gamma = \log [R(10)/R(100)]. \quad (3)$$

Экспериментальный метод определения приблизительного значения γ описан в разделе 3.

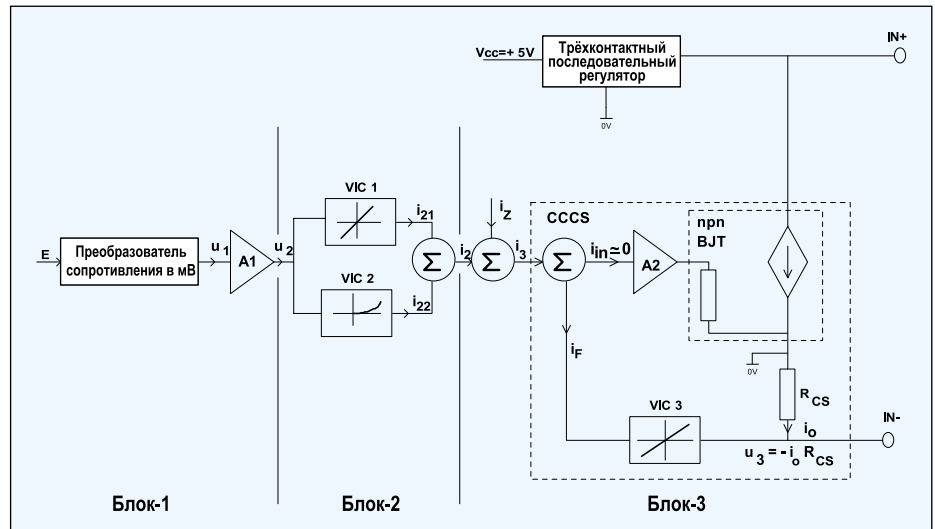


Рис. 2. Упрощённая блок-схема датчика (CCCS – Источник втекающего тока с регулировкой по току, npn BJT – биполярный транзистор типа n-p-n)

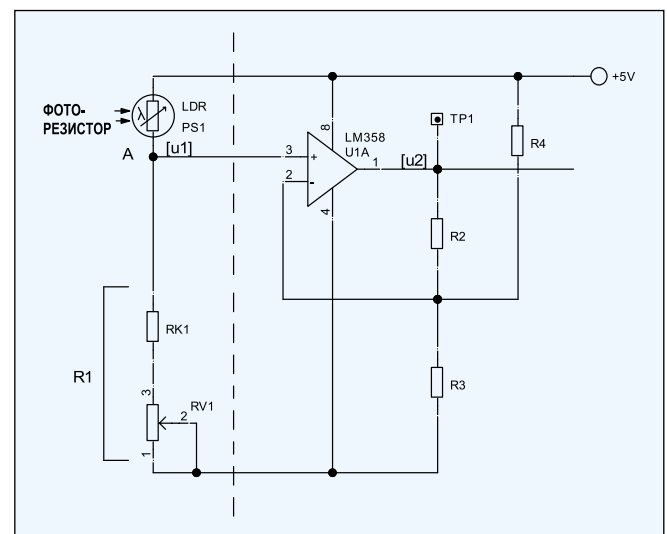


Рис. 3. Преобразователь освещённости в напряжение и линейный усилитель

2. Принцип работы датчика

2.1. Описание блок-схемы

Принцип работы датчика можно понять, последовательно рассмотрев три его блока (рис. 2). Первый блок преобразует освещённость *E* в небольшое напряжение *u*₁ с типичным наибольшим значением 90 мВ. Это напряжение усиливается до более высокого уровня *u*₂ при помощи усилителя *A1*. Типичное наибольшее значение *u*₂ равно примерно 1 В. Для улучшения линейности преобразования при низких значениях *E* предусмотрено фиксированное напряжение смещения. Второй блок генерирует два тока – *i*₂₁ и *i*₂₂ – при помощи двух двухпроводных компонентов, обозначенных как *VIC1* и *VIC2*. Фактически, *VIC1* представляет собой переменный линейный резистор, тогда как *VIC2* –

это нелинейный резистор. *VIC1* и *VIC2* выбирают таким образом, чтобы равная *i*₂ сумма токов *i*₂₁ и *i*₂₂ была линейной функцией освещённости *E*.

Третий блок использует сумму тока *i*₂ и регулируемого тока *i*_z для получения тока *i*₃. Затем ток *i*₃ подаётся в источник втекающего тока с регулировкой по току (*Current Controlled Current Sink*), так что ток *i*_o, протекающий между контактами преобразователя *IN+* и *IN-*, оказывается усиленной копией тока *i*₃. В этом блоке используются операционный усилитель и биполярный транзистор средней мощности типа *n-p-n*. Подробное объяснение приведено в конце этого раздела.

Теперь можно рассмотреть выражение для расчёта выходного тока *i*_o. Очевидно, что *i*_o равен

$$i_o = G_i \cdot (i_2 + i_z), \quad (4)$$

где G_i – коэффициент усиления источника втекающего тока с регулировкой по току.

Так как i_2 пропорционален E , то уравнение (4) можно переписать в виде:

$$i_o = K_1 \cdot E + K_2, \quad (5)$$

где K_1 – константа и $K_2 = G_i \cdot i_z$ – тоже константа. В идеальном преобразователе K_2 соответствует части «фаза – ноль» выходного тока, которая обычно равна 4 мА.

2.2. Реализация электрических схем функциональных блоков

Электрическая схема первого блока приведена на рис. 3. Фото ток фоторезистора, который зависит от освещённости E , протекает через переменный резистор R_1 и создаёт входное напряжение u_1 усилителя [17]. Сопротивление резистора должно быть мало по сравнению с сопротивлением фоторезистора при наибольшем измеряемом значении E . При напряжении питания $V_{cc} = 5$ В величина u_1 поддерживается в пределах 90 мВ. Это гарантирует, что напряжение на фоторезисторе остаётся почти постоянным.

Усилитель использует половину обычного операционного усилителя $LM358$ в инвертирующей конфигурации [17, 18]. При отсутствии резистора R_4 коэффициент усиления усилителя $G_v = u_2 / u_1$ описывается выражением:

$$G_v = 1 + R_2/R_3. \quad (6)$$

Однако при наличии в схеме резистора R_4 выражение для расчёта u_2 принимает вид:

$$u_2 = (1 + R_2/R_3) \cdot u_1 - (R_2/R_4) \cdot V_{cc}.$$

Это уравнение преобразуется в:

$$u_2 = G_v \cdot u_1 + u_{20}, \quad (7)$$

где

$$u_{20} = - (R_2/R_4) \cdot V_{cc}. \quad (8)$$

В данной работе использовались значения R_2 и R_3 , равные 10 и 1 Ком соответственно, что позволило получить равное 11 значение G_v . Равное 1МОм фиксированное значение R_4 обеспечило равное –5 мВ фиксирован-

Рис. 4. Зависимость выходного напряжения усилителя 1 от освещённости E

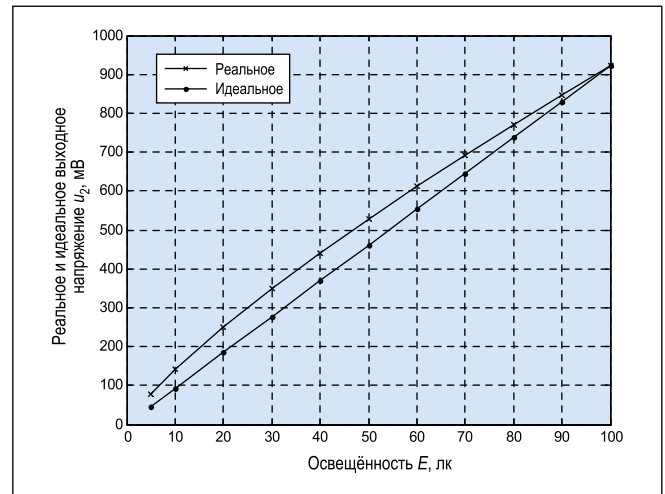
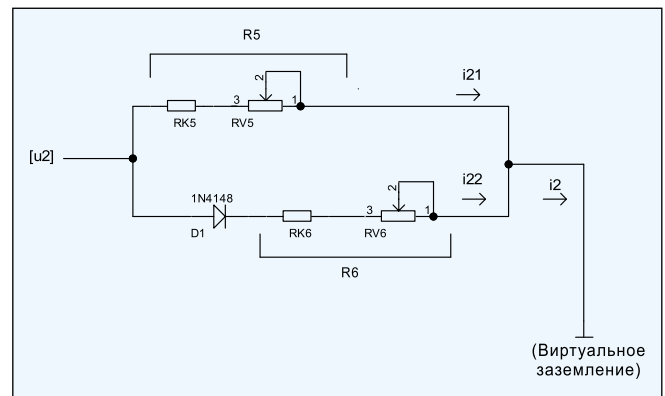


Рис. 5. Подключённые к усилителю линейный и нелинейный преобразователи тока



ное выходное напряжение смещения нуля, что достаточно хорошо для всех преобразователей. Величина $RV1$, регулируемой части R_1 , подбиралась таким образом, чтобы при 40 % от максимального измеряемого значения освещённости E_{FS} выходное напряжение u_2 было равно 440 мВ.

На рис. 4 приведена зависимость u_2 от E для типичного фоторезистора с $\gamma = 0,81$ и $R(100) = 7,1$ кОм. Как можно заметить, это нелинейная зависимость. Максимальное отклонение, равное примерно 72 мВ, имеет место при примерно 40 % от интервала изменения E . Наклон графика $u_2(E)$ монотонно уменьшается по мере увеличения E . Последнее справедливо независимо от значений γ и $R(100)$.

Электрическая схема второго блока приведена на рис. 5. Потенциал вывода заземления, расположенного в правой части этого рисунка, очень близок к потенциалу Земли по причинам, которые приведены в следующем разделе. Ток i_{21} , протекающий в верхней ветви схемы, описывается выражением:

$$i_{21} = u_2/R_5, \quad (9)$$

где R_5 – переменное сопротивление, равное сумме сопротивлений соединённых последовательно резисторов $RK5$ и $RV5$. Соответствующее любому u_2 значение i_{21} может быть подобрано посредством регулировки R_5 . В соответствии с уравнением (9), зависимость i_{21} от E имеет ту же форму, что и приведённая на рис. 4 зависимость. Так как du_2/dE является монотонно убывающей функцией E и $i_{21} = u_2/R_5$, то функция $i_{21}(E)$ имеет тот же вид. Дополнительную нелинейность, характеризующуюся непрерывным увеличением наклона графика, вносит преобразователь тока в напряжение $VIC2$. Ход последней дополнительной функции должен быть таким, чтобы сумма i_2 токов i_{21} и i_{22} оказалась линейной функцией E во всём рабочем диапазоне.

Считая $D1$ идеальным диодом с фиксированным пороговым напряжением V_F и пренебрежимо малым динамическим сопротивлением, получаем, что

$$i_{22} = 0 \text{ при } u_2 < V_F$$

$$i_{22} = (u_2 - V_F)/R_6 \text{ при } u_2 \geq V_F, \quad (10)$$

Рис. 6. Зависимость i_{22} от u_2 при разных значениях R_6

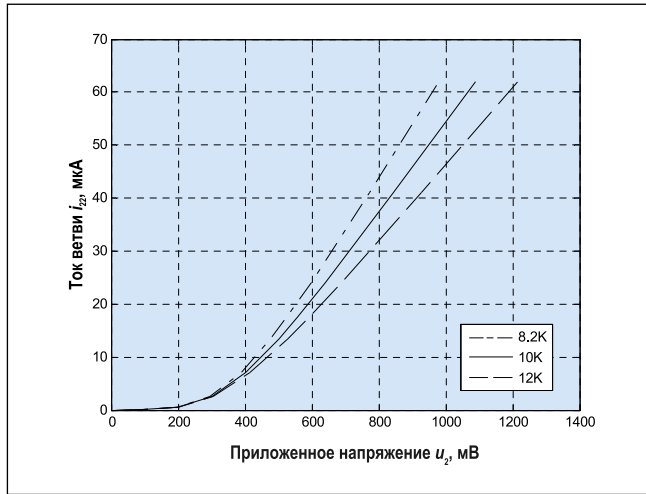
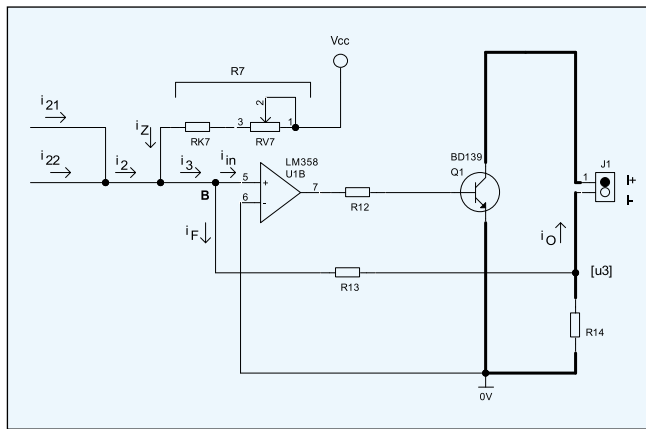


Рис. 7. Сумматор тока и выходной преобразователь тока



где R_6 – сумма фиксированного сопротивления $RK6$ и переменного сопротивления $RV6$.

Легко построить описываемую уравнением (10) зависимость i_{22} от u_2 . Она будет иметь нулевой наклон до того момента, как напряжение достигнет значения V_F , и $1/R_6$ при больших значениях напряжения. При использовании реального маломощного диода, например, $1N4148$, такое резкое изменение наклона не наблюдается. Зависимости $i_{22}(u_2)$ при трёх разных, равных 8,2, 10 и 12 кОм, сопротивлениях резистора R_6 , включённого последовательно с $1N4148$, приведены на рис. 6. Заметно, что при фиксированном u_2 ток i_{22} при увеличении R_6 уменьшается, а при фиксированном R_6 наклон графика монотонно увеличивается по мере увеличения u_2 .

Теперь рассмотрим реализацию электрической схемы 3-го блока. Выходной каскад датчика, который играет роль управляемого источника втекающего тока [19], показан на рис. 7. Первый из двух выходных контактов, которые обозначены как $I+$ и $I-$, соединён с плюсом источника напряжения 8–24 В, а второй контакт через

фоторезистор R_{cs} (на рисунке не показан) соединён с земляным выводом этого же источника. Падение напряжения на R_{cs} используется для измерения выходного тока датчика. Путь прохождения выходного тока i_o обозначен на этом рисунке жирной линией. В результате протекания тока i_o на R_{14} формируется напряжение u_3 :

$$u_3 = -i_o \cdot R_{14}. \quad (11)$$

Это напряжение, в свою очередь, приводит к образованию тока i_F , текущего в указанном направлении и равного:

$$i_F = u_3/R_{13}. \quad (12)$$

Из уравнений (11) и (12) следует, что

$$i_o = i_F \cdot G_I, \quad (13)$$

где G_I – коэффициент усиления по току, равный

$$G_I = R_{13}/R_{14}. \quad (14)$$

Требуемую зависимость выходного тока от токов i_2 и i_Z можно полу-

чить, применив к узлу B закон Кирхгофа, который можно записать в виде $i_2 + i_Z = i_F$, так как входным током i_{in} неинвертирующего операционного усилителя $U1$ можно пренебречь по сравнению с остальными членами. Воспользовавшись уравнением (13) и тем, что

$$i_Z = V_{cc}/R_7, \quad (15)$$

получаем:

$$i_o = G_I \cdot (i_2 + V_{cc}/R_7). \quad (16)$$

Уравнение (16) говорит о том, что так как при нулевой освещённости ($E = 0$) и i_{21} , и i_{22} равны нулю, то при этой освещённости выходной ток становится равным V_{cc}/R_7 , и это значение можно сделать равным 4 мА посредством настройки переменной составляющей R_7 , а именно, $RV7$. Как будет показано ниже, это будет одним из этапов калибровки датчика.

3. Приблизительное определение γ и выбор подходящего фоторезистора

Если считать, что напряжение u_1 гораздо меньше, чем V_{cc} , то при 10 и 100 лк напряжение u_1 будет, соответственно, равно

$$u_1(10) \sim V_{cc} \cdot R_1/R(10), \quad (17)$$

$$u_1(100) \sim V_{cc} \cdot R_1/R(100), \quad (18)$$

где \sim означает «приблизительно равно».

Разделив (18) на (17), получаем:

$$u_1(100)/u_1(10) \sim R(10)/R(100). \quad (19)$$

Так как u_1 and u_2 связаны друг с другом постоянным коэффициентом усиления G_v , то при отсутствии выходного напряжения смещения u_{20} , что можно обеспечить, исключив R_4 из схемы, изображённой на рис. 3, левую часть уравнения (19) можно заменить на $u_2(100)/u_2(10)$. В результате получаем:

$$u_2(100)/u_2(10) \sim R(10)/R(100). \quad (20)$$

Совместив уравнения (20) и (3), получаем:

$$\gamma \sim \log [u_2(100)/u_2(10)]. \quad (21)$$

Рис. 8. Реальная и идеальная выходные характеристики (а) и погрешность датчика (б)

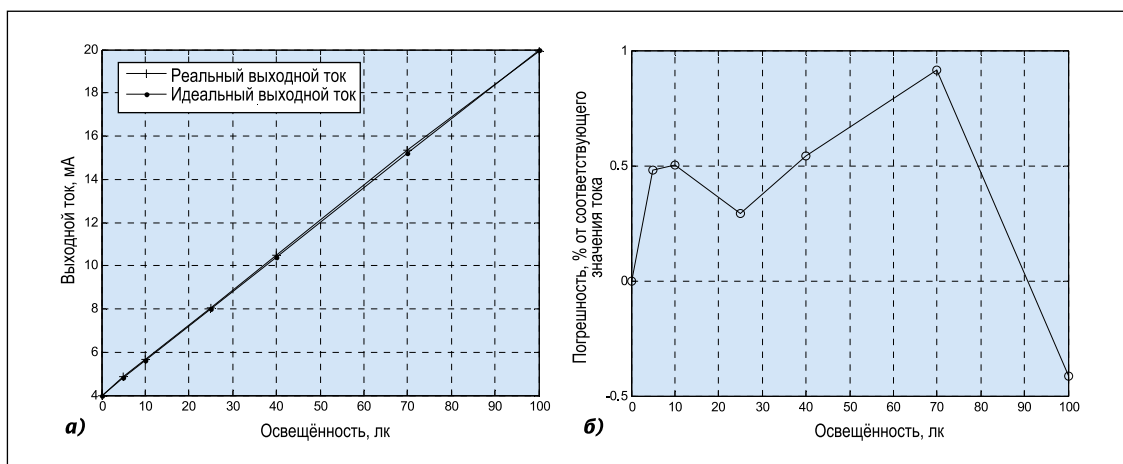
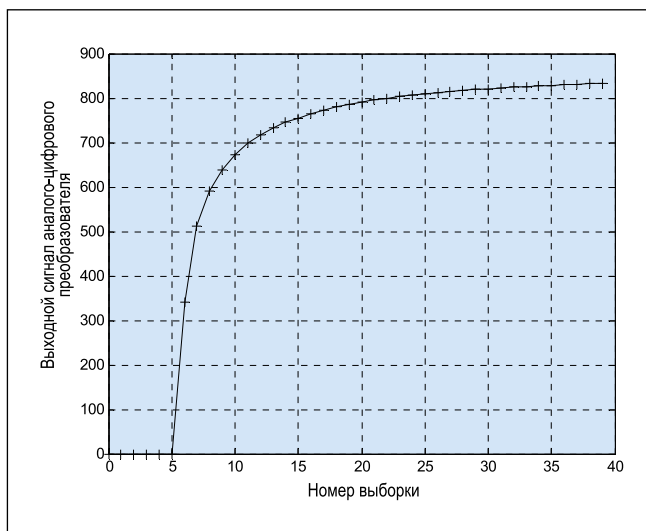


Рис. 9. Реакция датчика на ступенчатое воздействие



Уравнение (21) обеспечивает удобную возможность определения примерного значения γ . Наш опыт показывает, что если примерное значение γ лежит в пределах от 0,7 до 0,8, то датчик имеет линейность, лучше чем 1 %. Так что фоторезисторы, в случае которых γ лежит за пределами этого диапазона, были отвергнуты.

4. Калибровка датчика

Для калибровки измерительная головка датчика помещалась в светонепроницаемую коробку в непосредственной близости от калиброванного люксметра. СД источник белого света помещался над датчиком, и токи СД выбирались таким образом, чтобы замыкая два обозначенных соответствующим образом выключателя, можно было обеспечить освещённости, равные 40 и 100 лк. Размыкание обоих выключателей обеспечивало нулевую освещённость датчика. Контакты датчика $IN+$ и $IN-$ соединены с источником постоянного тока на-

пряжением 12 В через миллиамперметр. Калибровка датчика производилась в следующей последовательности:

1. Обеспечивали освещённость, равную 0 лк. $RV7$ (рис. 7) регулировали таким образом, чтобы $i_o = 4$ мА.

2. Поддерживали максимальное значение $RV6$.

3. Обеспечивали освещённость, равную $E = 100$ лк, а $RV5$ (рис. 5) регулировали таким образом, чтобы ток i_o стал равным 90 % от своего верхнего предела измерения, то есть 18 мА.

4. Обеспечивали освещённость, равную $E = 40$ лк, а $RV6$ (рис. 5) регулировали таким образом, чтобы ток i_o стал равным $(4 + 0,4 \cdot 16)$, то есть 10,4 мА.

5. Обеспечивали освещённость, равную $E = 100$ лк, а $RV5$ (рис. 5) регулировали таким образом, чтобы ток i_o стал равным 20 мА.

6. Этапы 4 и 5 повторяли до тех пор, пока датчик не был откалиброван и при 40, и при 100 лк.

Работа датчика во всём диапазоне 0–100 лк описана в следующем разделе.

5. Экспериментальные результаты

Приведённые в этом разделе результаты были получены применительно к датчику с фоторезистором, у которого величина γ , определённая описанным в разделе 3 методом, была равна 0,78.

5.1. Статические характеристики

Идеальная и реальная зависимости выходного тока датчика от освещённости приведены на рис. 8а, на котором экспериментальные точки соответствуют освещённостям 0, 5, 10, 25, 40, 70 и 100 лк. Погрешность измерений настолько мала, что её нельзя точно отобразить на этом графике, так что зависимость погрешности измерений от освещённости приведена на рис. 8б. Можно заметить, что максимальная погрешность, соответствующая току 16 мА, составляла менее чем 1 %.

5.2. Динамические характеристики

Были проведены эксперименты, целью которых было определение постоянной времени применительно к модели первого порядка. Выходной ток пропускали через резистор с сопротивлением 100 Ом. Результирующее падение напряжения преобразовывалось в число при помощи аналого-цифрового преобразователя с разрядностью 10 бит. Освещённость ступенчато изменяли в интервале от



Рис. 10. Фотография типичного настенного датчика

0 до 100 лк, и соответствующие выходные сигналы аналого-цифрового преобразователя запоминали на протяжении 800 мс с интервалом 20 мс. График зависимости запомненных значений от номера выборки приведён на рис. 9, где ступенчатое изменение освещённости соответствует моменту времени 100 мс. Учитывая, что соответствующий установившемуся режиму выходной сигнал аналого-цифрового преобразователя равен 840, получаем, что постоянная времени датчика равна примерно 40 мс, что равно времени, требующемуся для достижения уровня, соответствующего 0,632 от установившегося значения.

6. Заключение

6.1. Реализация датчика

Были изготовлены два варианта датчика, в которых использовались фоторезисторы и соответствующие электрические схемы. Первый из них предназначался для установки на стенах, а второй – на потолке. Фотография настенного варианта приведена на рис. 10. Головка датчика располагается на дне показанного на рисунке цилиндра диаметром 25 мм и длиной 30 мм. Ось цилиндра направлена под углом 45° к белой матовой горизонтальной площадке. Свет, поступающий на площадку от находящихся в помещении источников света, отражается на датчик. В типичной системе управления освещением выходные сигналы нескольких датчиков могут совмещаться для расчёта освещён-

стей в нескольких представляющих интерес точках помещения.

Другой вариант датчика, который предназначен для установки на потолке, имеет более простую конструкцию. В этом случае фоторезистор помещён на дне цилиндра диаметром 20 мм и длиной 20 мм, открытый конец которого направлен в сторону пола. В результате получается коническая область с полным углом наблюдения примерно 53°. Выходной сигнал этого датчика зависит от освещённости на рабочей плоскости, попадающей в поле зрения прибора.

6.2. Применение

Описанные в данной статье датчики можно использовать там, где основными требованиями являются дешевизна, двухпроводное подключение и не непосредственное размещение (на стенах или потолке) [11]. Кроме того, благодаря применению имеющих низкую себестоимость компонентов, затраты на материалы у этих датчиков очень малы по сравнению с имеющимися в продаже датчиками. Последнее требование обусловлено тем обстоятельством, что в большинстве случаев необходимые датчики невозможно разместить непосредственно на рабочей плоскости.

Разработанный датчик предназначен для совмещённых осветительных установок с обратной связью, в которых естественный свет дополняет регулируемое СД освещение. Этот подход к созданию устройств управления совмещённым внутренним освещением делает возможными существенную экономию электроэнергии и равномерность освещённости в заданных контрольных точках рабочей плоскости [10, 12]. Схема, предлагаемая для помещения размером 6,2 x 4,1 м с односторонним расположением окон, включает в себя шесть потолочных светильников с СД и 4 настенных датчика. В помещении заданы 6 контрольных точек, в которых освещённость, обеспечиваемая совместным действием естественного и искусственного света, должна поддерживаться на заданных уровнях. Информация об освещённости, поступающая от этих четырёх датчиков, преобразуется в шесть значений освещённости в контрольных точках при помощи соответствующих матричных преобразований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Liptak, B.G. Instrument Engineers Handbook. 4th Edition. – Boca Raton, London, New York, Washington: D.C.: CRC Press, 2003.
2. Webster, J.G. The Measurement, Instrumentation And Sensors Hand book. – N.W., Boca Raton: CRC Press, and IEEE Press, 1999.
3. dos Reis Filho, C.A. An integrated 4–20 mA two-wire transmitter with intrinsic temperatures sensing capability // IEEE Trans. Solid-State Circuits. – 1989. – Vol. 24, No. 4. – P. 1136–1142.
4. Murata Power Solutions, DMS Application Note 20: 4–20 mA Current Loop Primes. [Online]. Available: www.murata-ps.com/support.
5. Li, S., Pandharipande, A. Daylight sensing LED lighting system // IEEE sensors Journal. – 2016. – Vol. 16, No. 9. – P. 3216–3223.
6. Pandharipande, A., Li, S. Light-harvesting wireless sensors for indoor lighting control // IEEE sensor Journal. – 2013. – Vol. 13, No. 12. – P. 4599–4606.
7. Pandharipande, A., Caicedo, D. Smart indoor lighting systems with luminaire-based sensing: A review of lighting control approaches // Energy Buildings. – 2015. – Vol. 104, No. 10. – P. 369–377.
8. Caicedo, D., Pandharipande, A., Willems, F. M.J. Light sensor calibration and dimming sequence design in distributed lighting control systems // Proc. IEEE 11th Int. Conf. Netw. Sens. Control (ICNSC), Apr. 2014. – P. 344–349.
9. Caicedo, D., Pandharipande, A., Willems, F. M.J. Illumination gain estimation and tracking in a distributed lighting control system // Proc. IEEE Multi-Conf. Syst. Control (MSC), Oct. 2014. – P. 1650–1655.
10. Pandharipande, A., Li, S. Illumination and light sensing for daylight adaptation with an LED array: Proof-of-principle // Proc. 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON), Nov. 2013. – P. 6081–6086.
11. Dietz, P., Yerazunis, W., Leigh, D. Very low-cost sensing and communication using bi-directional LEDs // Proc. 5th Int. Conf. Ubiquitous Comput, Oct. 2003. – P. 175–191.
12. Villalva, M.G., Gazoli, J.R., Filho, E.R. Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays // Proc. Power Electron. Conf. (COBEP), 2009. – P. 1244–1254.
13. BPW34 datasheet, Vishay Semiconductors. [Online]. Available: www.vishay.com/doc?91000.PDF.
14. TMT6200FX01 datasheet, Vishay Semiconductors. [Online]. Available: www.vishay.com/doc?91000.
15. Plastic coated CdS photocells. [Online]. Available: www.selcoproducts.com.
16. PGM CDS Photo resistors, version 2010. [Online]. Available: www.token.com/tw.
17. Sedra, A.S., Smith, K.C. Microelectronic Circuit. – New York: Oxford University press, 1998.

18. *Franco, S.* Design with operational amplifiers and analog integrated circuits. – NY, USA: McGraw-Hill Education, 2015.

19. *Analogue IC design: the current-mode approach.* Ed. Toumazou, C., Lidgey, F. J., Haigh, D. G. – London: IEE, Peter Peregrinus Ltd, April 1990.

20. *Boscarino, G., Moallem, M.* Daylighting control and simulation for LED-based energy-efficient lighting systems // IEEE transactions on industrial informatics. – 2016. – Vol. 12, No. 1. – P. 301–308.

21. *Boer, K.W.* Cadmium sulfide enhances solar cell efficiency // Energy conversion and management. – 2011. – Vol. 52. – P. 426–430.



Моутуси Баг (Moutusi Bag), M. Tech. (2010 г.). Аспирант Джадавпурского университета, Индия (Ph.D.). Область научных интересов: системы управления совмещённым внутренним

освещением и основанные на солнечной энергии осветительные установки



Сасвати Мазумдар (Saswati Mazumdar), Ph.D.(1996 г.). Профессор Джадавпурского университета, Индия. Имеет 33-летний опыт исследовательской и преподавательской работы в области светотехники. Область научных интересов включает в себя системы управления осветительными установками, осветительными установками с возобновляемыми источниками энергии, умные осветительные установки, системы связи на основе СД и лазеров, проектирование внутреннего и наружного освещения, управление цветом в современных осветительных установках

осветительных установках



Кальян Кумар Рэй (Kalyan Kumar Ray), Ph.D.(1979 г.). В течение 39 лет работал в Джадавпурском университете и ушёл на пенсию с должности профессора. В настоящее время консультирует компании, производящие электронные системы. Область научных интересов включает в себя управление мощными электронными преобразователями, встроенные системы управления и измерительные приборы, преобразование солнечного излучения и бортовую электронику

Реалии нынешнего года обусловили дистанционный формат обучения студентов и защиты ими выпускных квалификационных работ. Несмотря на вынужденность такого формата, существует ряд несомненных плюсов.

9 июня состоялась защита бакалавров направления «Оптотехника» Смоленского филиала НИУ «МЭИ» в онлайн-формате. В составе Государственной комиссии в качестве заместителя председателя в этом году работал доктор технических наук, профессор кафедры светотехники НИУ «МЭИ», главный редактор журнала «Светотехника/Light & Engineering» Владимир Павлович Будак. Традиционными членами комиссии и гостями были представители российских предприятий – ООО «Инженерный центр «Электролуч» (г. Гагарин Смоленской области), ПАО «Ростовский оптико-механический завод» (г. Ростов Ярославской обл.), АО «Ледванс» (г. Смоленск), ОАО ПО «Кристалл» (г. Смоленск).

Тематика защищаемых бакалаврских работ разнообразна и была посвящена как чисто практическим вопросам светотехники («Освещение ресторана быстрого питания»), колориметрии («Разработка и исследование методики определения цветового восприятия цифровых фотокамер»), «Интерполяция цвета ма-

тричных фотоприёмников»), так и разработкам для промышленных предприятий («Исследование спектральных характеристик люминофоров», «Спектральные методы контроля степени измельчения»), медицины («Применение спектрометрии для верификации метастазов рака желудка») и другим темам.

Для студентов такой формат защиты позволяет не выходя из дома получить заключение о своей выпускной квалификационной работе ведущих учёных, преподавателей и представителей промышленности России. Расширяется география участников дискуссии о научных и производственных аспектах выпускных работ, налаживается диалог производства и вузов, происходит обмен опытом. По итогам защиты некоторые студенты получили предложения о трудоустройстве.

Дальнейшей перспективой видится некий симбиоз традиционной защиты дипломов с привлечением онлайн в качестве экспертов ведущих преподавателей, учёных, представителей промышленности, что позволит повысить качество выпускных работ и их экспертизу, а также улучшить взаимодействие выпускников и работодателей.

М.В. Беляков, заведующий кафедрой ОЭС



Рис. 1. Перед началом защит



Рис. 2. Защита Владимира Орлова



Рис. 3. Студенты, гости, члены ГК