



СОЮЗ СОВЕТСКИХ
СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ
РЕСПУБЛИК

(19) SU (11) 1682783 A1

(51)5 G 01 B 21/08

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ
ПО ИЗОБРЕТЕНИЯМ И ОТКРЫТИЯМ
ПРИ ГКНТ СССР

ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

КАВТОРСКОМУ СВИДЕТЕЛЬСТВУ

1

(21) 4693058/28
(22) 15.05.89
(46) 07.10.91. Бюл. № 37
(71) Белорусский политехнический институт
(72) В.Ф.Силюк, А.М.Шмелев, В.А.Сычик
и В.Ф.Мехедко
(53) 531.717 (088.8)
(56) Комраков Б.М., Шапочкин Б.А. Измерение параметров оптических покрытий. М.: Машиностроение, 1986, с. 84.

(54) УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПРОЦЕССА НАНЕСЕНИЯ ПОКРЫТИЙ

(57) Изобретение относится к контрольно-измерительной технике. Целью изобретения является повышение точности и надежности за счет отсутствия механиче-

Изобретение относится к контрольно-измерительной технике и может быть использовано при толщинометрии в микроэлектронике, приборостроении, электрохимии, при научных исследованиях различных материалов, а также при фотометрических исследованиях.

Целью изобретения – повышение точности и надежности за счет отсутствия механических элементов, применения электронного сканирования и автоматизации процесса измерения.

На фиг. 1 изображена структурная схема устройства для контроля процесса нанесения покрытия; на фиг. 2 – временная диаграмма работы устройства; на фиг. 3 – зависимость величины управляемого сопротивления R_y в функции от управляющего напряжения U_y .

2

ских элементов, применения электронного сканирования и автоматизации процесса измерения. При измерении поток источника излучения делят на два равных потока, которые после взаимодействия с эталоном и изделием (например, рабочим электродом) регистрируют общим приемником с электронным сканированием. Разность средних значений сравниваемых сигналов измеряют методом двойного интегрирования со статистическим осреднением. Компенсацию осуществляют за счет увеличения усиления сигнала от рабочего электрода до уровня сигнала от эталона, а измерение значения относительного коэффициента отражения проводят в момент достижения компенсации в цифровой форме. 3 ил.

Устройство (фиг. 1) содержит лазерный источник 1 излучения, расщепитель 2 потока излучения, зеркальный отражатель 3, направляющий один из потоков на эталон 4, второй поток предназначен для направления на контролируемое изделие 5, эталон и изделие могут быть помещены в гальваническую ванну 6, диссектор 7, приемник с электронным сканированием изображения фотокатода, аналого-цифровой преобразователь 8, электронные ключи 9 и 10 с разными каналами проводимости, дифференцирующий каскад 11, реверсивный счетчик 12 строчной развертки, первую схему 13 сравнения кода, каскад 14 управления строчной разверткой, формирователь 15 строчной развертки, реверсивный счетчик 16 кадровой развертки, вторую схему 17 сравнения кода (ССК), каскад 18 управления

(19) SU (11) 1682783 A1

кадровой разверткой, формирователь 19 кадровой развертки, предварительный усилитель 20, формирователь 21 интервала выборки, управляемый делитель 22, узел 23 выборки-хранения (УВХ), формирователь 24 интервала хранения, компенсирующий повторитель 25, управляемое сопротивление 26, Т-триггер 27, токовые ключи 28 и 29 с разными каналами проводимости, преобразователь 30 ток-напряжение, цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) 31, усилитель-ограничитель 32, мостовой переключатель 33 выхода, фазоинверсный каскад 34, преобразователь 35 кода, сумматор 36, детектор 37 нуля, арифметико-логический узел (АЛУ) 38 и каскад 39 знака рассогласования.

Устройство работает следующим образом.

Поток излучения лазера 1 падает на расщепитель 2 потока излучения, с выходов которого поток рабочего канала и поток эталонного после отражения от отражателя 3 направляются на эталон 4 и изделие 5 (например, электроды, расположенные в гальванической ванне 6). Отражаясь, оба потока падают на две области фотокатода диссектора 7, симметрично расположенные по отношению к центру фотокатода.

Рассмотрим сущность формирования и развертки диссектора. Так как в качестве АЦП двойного интегрирования может быть использована любая из серийно выпускаемых микросхем (например, микросхема типа 1107ПВ2), то для формирования строчной и кадровой разверток диссектора удобно использовать высокочастотное выходное напряжение этих микросхем. Выходное напряжение U частоты f (фиг. 2) АЦП 8 с его первого выхода подается на электронные ключи 9 и 10 с противоположными каналами проводимости. С второго выхода АЦП 8 на дифференцирующий каскад 11 поступает выходное пилообразное напряжение прямого и обратного интегрирующего тактов АЦП 8. В зависимости от полярности измеряемого АЦП напряжения его выходное пилообразное напряжение может быть положительным или отрицательным. Так как ключи 9 и 10 с противоположными каналами проводимости, то независимо от полярности пилообразного напряжения один из этих ключей во время длительности прямого и обратного тактов интегрирования всегда открыт, и поэтому на общем выходе ключей во все время длительности пилообразного напряжения присутствует напряжение U частоты f АЦП 8. С выхода ключей напряжение U поступает на вход реверсивного счетчика 12 строчной развертки

Значение кода N_{pc} (фиг. 2) реверсивного счетчика 12 увеличивается от нуля до значения N_c и поступает на первую схему 13 сравнения кода (ССК), в которой при переходе кода через значения 0, $N_c/2$ и N_c формируются импульсы напряжения U_c . Импульсы ССК 13, соответствующие нулевому и коду N_c реверсивного счетчика, дальше подаются на каскад 14 управления строчной разверткой. Выходное напряжение U_{pc} каскада 14, представляющего собой последовательно соединенные двухходовую схему ИЛИ и Т-триггер, подается на управляющий вход реверсивного счетчика 12 и используется в нем для включения прямого или реверсивного счета соответственно при нулевом и N_c значении кода N_{pc} .

Таким образом, значение кода N_{pc} изменяется по треугольному закону. Код N_{pc} поступает также в формирователь 15 строчной развертки, который представляет собой соединенные последовательно ЦАП и преобразователь ток-напряжение с парафазным выходом, выходное напряжение которого подается на вход горизонтально отклоняющих пластин диссектора 7 и используется для развертки изображения по строке. После каждого хода развертки по строке туда и обратно формируется ступенька перемещения развертки по кадру. С этой целью выходные импульсы первой схемы 13 сравнения кодов, соответствующие переходу кода через нуль, с ее выхода подаются на реверсивный счетчик 16 кадровой развертки, выходной код N_{pk} которого с помощью второй ССК 17, каскада 18 управления кадровой разверткой и формирователя 19 кадровой развертки, аналогично рассмотренному при строчной развертке, изменяется по треугольному закону от 0 до N_k , преобразуется в парафазное напряжение и используется в диссекторе 7 для развертки изображения по кадру.

Таким образом, в результате развертки изображения фотокатода диссектора 7 по строке и кадру на выходе диссектора получается непрерывная последовательность импульсов, амплитуды которых U_a и U_p (фиг. 2) пропорциональны интенсивностям отраженных от эталонного и рабочего электродов потоков и равны соответственно

$$U_a = R_\phi \gamma K (R_a \Phi + \Phi_w) + U_w K; \quad (1)$$

$$U_p = R_\phi \gamma K (R_p \Phi + \Phi_w) + U_w K; \quad (2)$$

где R_ϕ – величина сопротивления нагрузки диссектора;

γ – анодная чувствительность диссектора;

K – коэффициент усиления предусилителя;

Φ – поток излучения;

Φ_{ω} – поток фона;

U_{ω} – приведенный к входу уровень напряжения дрейфа нуля предусилителя.

Импульсы U_{Σ} и U_{ρ} поступают на вход формирователя 21 интервала времени выборки информации и управляемый делитель 22. Усиленные формирователем 21 импульсы U_{Σ} и U_{ρ} поступают на управляемый делитель 22 и управляют его коэффициентом передачи так, что на вход управляемого делителя поступают только импульсы U_{Σ} и U_{ρ} . С выхода управляемого делителя импульсы U_{Σ} и U_{ρ} подаются на выход УВХ 23. Импульсы формирователя 21 подаются также на вход формирователя 24 интервала хранения информации, на другой вход которого поступает выходное напряжение U с первого выхода АЦП 8. Формирователь 24 интервала хранения по истечении импульса формирователя 21 из высокочастотного напряжения U формирует импульсы такой длительности, что длительность выходных импульсов τ УВХ 23 находится в пределах $0,15T_c$, где T_c – длительность развертки информации по строке (фиг. 2).

Выходные импульсы УВХ поступают на вход компенсирующего повторителя 25, собранного на ОУ, работающем в режиме инвертирующего повторителя с сопротивлением R_0 на инвертирующем входе и управляемым сопротивлением 25 в цепи обратной связи, соединенным последовательно с постоянным сопротивлением R .

В качестве управляемого сопротивления может быть использован полевой транзистор.

Импульсы U_c первой ССК 13, соответствующие моменту перехода кода N_{pc} через значения $N_c/2$, поступают с выхода ССК 13 на вход Т-триггера 27 и формируют на его выходе напряжение U_T (фиг. 2), которое поступает на управляющие входы токовых электронных ключей 28 и 29 с противоположными каналами проводимости. В течение интервала времени T_p открыт ключ 29, а в течение T_{Σ} – ключ 28 (фиг. 2). В интервале времени T_{Σ} усиливаются импульсы напряжения U_{Σ} от эталонного электрода. В этом интервале на вход ключа 28 подается такой уровень тока I_0 , при котором коэффициент передачи компенсирующего повторителя 25 равен единице.

Очевидно, в этом случае ток I_0 в преобразователе 30 ток – напряжение преобразуется в уровень напряжения U_0 , который, поступая на вход управляемого сопротивления 26, изменяет его до значения R_{y0} (фиг. 3). При этом $R + R_{y0} = R_0$.

В интервале T_p действия импульсов U_{ρ} уровень усиления определяется величиной выходного тока ЦАП 31, который через открытый в этом интервале ключ 29 поступает на вход преобразователя 30.

Предположим, что исходный ток ЦАП 31 равен I_0 , и поэтому усиление в интервале T_p равно также единице. Также предположим, что в исходном состоянии $R_{\Sigma} = R_{\rho}$ и $U_{\Sigma} = U_{\rho}$. В этом случае выходное напряжение компенсирующего повторителя 25 поступает на вход усилителя-ограничителя 32 снизу. После ограничения снизу на неизменном, максимально допустимом для конкретных условий, уровне и усиления импульсы U_{Σ} и U_{ρ} подаются на вход мостового переключателя 33 выхода. Мостовой переключатель выхода представляет собой четырехплечий, собранный на электронных ключах с противоположными каналами проводимости, выпрямитель, который используется для инверсии сигналов U_{Σ} и U_{ρ} . Так как эти сигналы поступают в интервалы T_{Σ} и T_p , то для управления мостовым переключателем выхода используется выходное напряжение U_T Т-триггера 27.

Выходное напряжение мостового переключателя выхода после прохождения фазоинверсного каскада 34, представляющего собой повторитель с переключающимся в интервалы времени T_{Σ} и T_p входным напряжением, подается на информационный вход АЦП 8. В качестве АЦП двойного интегрирования используется микросхема 1107 ПВ2. АЦП измеряет разность сигналов U_{Σ} и U_{ρ} в интервале интегрирования T_{in} . В рассматриваемом случае $U_{\Sigma} = U_{\rho}$, и поэтому выходной код на третьем выходе АЦП равен нулю. Так как в используемом АЦП на выход микросхемы выводится только код для управления семисегментными световыми индикаторами, то этот код в преобразователе 35 кода преобразуется в двоичный и после этого с выхода преобразователя подается на каскад сумматора 36 и детектора 37 нуля.

В сумматоре 36 перед этим измерением был записан код N_0 , который, поступая на вход ЦАП 31, приводит к появлению на его выходе тока I_0 . Так как в этом случае выходной код преобразователя 35 кода равен нулю, то срабатывает детектор 37 нуля и его сигнал поступает в АЛУ 38, в котором регистрируется выходной код сумматора N_0 . Значение кода N_0 и является условным нулем измерителя, который хранится в памяти АЛУ.

Рассмотрим, как осуществляется процесс измерения при $R_{\Sigma} \neq R_{\rho}$ ($U_{\Sigma} \neq U_{\rho}$). Определим то значение ΔR_y измерения ве-

личины управляемого сопротивления 26, которое при заданном значении R_p необходимо для обеспечения компенсации, т.е. выравнивания импульсов U_3 и U_p по амплитуде.

С учетом (1) и (2) при коэффициенте передачи U_3 , равном единице, и увеличении коэффициента передачи компенсирующего повторителя при усилении импульсов U_p от единицы до значения $(R_0 + \Delta R_y)/R_0$ получим

$$U_3 = U_p \frac{R_0 + \Delta R_y}{R_0};$$

$$\left[R_\phi \gamma K (\Phi_{R_p} + \Phi_{ш}) + U_{ш} K \right] (R_0 + \Delta R_y) / R_0 = R_\phi \gamma K (R_{33} + \Phi_{ш}) + U_{ш} K \quad (3)$$

или

$$R_\phi \gamma \Phi [R_0(R_{33} - R_p) - R_p \Delta R_y] = R_\phi \gamma \Phi_{ш} \Delta R_y + U_{ш} \Delta R_y \quad (4)$$

Проанализируем полученные результаты. Если $R_{33} = R_p$, то $U_3 = U_p$ и из (3) следует, что $\Delta R_y = 0$. В этом случае, как следует из (4), влияние фоновых полей $\Phi_{ш}$ и напряжения дрейфа нуля $U_{ш}$ полностью исключается. Это чрезвычайно важно, так как именно в начале процесса анодного окисления чувствительность способа должна быть максимальной. Из (4) следует, что так как значения $\Phi_{ш}$ и $U_{ш}$ очень малы, а значение рабочего потока Φ очень велико, то при $\Delta R_y \neq 0$ правая часть этого выражения будет с высокой степенью приближения также равной нулю (оба члена правой части выражения (4) содержат произведения двух малых чисел, поэтому в сравнении с членами левой части этого выражения являются малыми числами второго порядка).

Это возможно только при

$$R_0(R_{33} - R_p) - R_p \Delta R_y = 0. \quad (5)$$

Из (5) при учете $R_{33} - R_p = \Delta R$ получим, что относительное изменение коэффициента отражения и относительный коэффициент отражения рабочего электрода определяются из выражений соответственно

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \frac{\Delta R_y}{R_0 + \Delta R_y}; \quad (6)$$

$$\frac{R_p}{R_{33}} = \frac{R_0}{R_0 + \Delta R_y}. \quad (7)$$

Изменение управляемого сопротивления на величину ΔR_y в интервале T_p может быть обеспечено только за счет подачи на вход ЦАП 31 изменения кода на величину ΔN . При этом на выходе преобразователя 30 ток-напряжение при чувствительности ЦАП η и чувствительности преобразователя 30 будет получено изменение управляющего напряжения U_y на величину

$$\Delta U_y = \Delta N \eta \beta. \quad (8)$$

Как следует из фиг. 3, значению ΔU_y из (8) соответствует изменение управляемого сопротивления

$$\Delta R_y = \Delta U_y \operatorname{tg} \alpha = \Delta N \eta \beta \operatorname{tg} \alpha, \quad (9)$$

где $\operatorname{tg} \alpha$ – экспериментально определяемая чувствительность управляемого сопротивления по напряжению.

С учетом (9) значения $\Delta R/R_0$ и R_p/R_{33} из (6) и (7) определяются как

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \frac{\eta \beta \operatorname{tg} \alpha \Delta N}{R_0 \eta \beta \operatorname{tg} \alpha \Delta N} = \frac{K_0 \Delta N}{R_0 + K_0 \Delta N}; \quad (10)$$

$$\frac{R_p}{R_{33}} = \frac{R_0}{R_0 + \eta \beta \operatorname{tg} \alpha \Delta N} = \frac{R_0}{R_0 + K_0 \Delta N}. \quad (11)$$

При предельном значении коэффициента отражения рабочего электрода $R_p = R_{pн}$

$$\frac{\Delta R_{пн}}{R_{33}} = \gamma_n = \frac{\Delta R_{пн}}{R_0 + \Delta R_{пн}}, \quad (12)$$

где $\Delta R_{пн}$ – предельное значение изменения управляемого сопротивления R_y .

Из (12) определим

$$\Delta R_{пн} = \frac{R_0 \gamma_n}{1 - \gamma_n}. \quad (13)$$

Пренебрегая в соответствии с полученными результатами значениями фонового потока $\Phi_{ш}$ излучения и напряжения $U_{ш}$ дрейфа нуля, определим величину изменения управляемого сопротивления ΔR_y , которая обеспечивается за счет действия обратной связи при $R_p \neq R_{33}$.

Напряжения U_3 и U_p от эталонного и рабочего электродов на выходе фазоинверсного каскада 34 соответственно равны

$$U_3 = R_{33} \Phi \gamma R_\phi K K_{оу}; \quad (14)$$

$$U_p = R_p \Phi \gamma R_\phi K K_{оу}, \quad (15)$$

где $K_{оу}$ – коэффициент передачи усилителя-ограничителя.

В выражениях (14) и (15) коэффициент передачи компенсирующего повторителя 25 принят равным 1, так как значение кода N_0 , поступающего на вход ЦАП, при этом не изменилось.

Считая время прямого цикла интегрирования АЦП 8 равным $T_{и}$, при заданном значении чувствительности $\Delta U_{мин}$ измерения напряжения рассогласования цепи обратной связи (цепи компенсации), значении шага квантования АЦП $\Delta U_{ш}$ и постоянной времени $\tau_{и}$ интегратора АЦП получим

$$\Delta U_{ш} = \Delta U_{мин} T_{и} / \tau_{и}.$$

Для заданного с позиции подавления основных помех значения $T_{и}$ можно определить постоянную времени

$$\tau_{и} = \frac{\Delta U_{мин} T_{и}}{\Delta U_{ш}}.$$

Отраженные от эталонного и рабочего электродов потоки регистрируют в таких двух

симметрично расположенных областях фотокатода, что при развертке изображения фотокатода получается непрерывная последовательность равноудаленных друг от друга импульсов. Последнее условие из-за неточной установки потоков выполняется приближенно, и поэтому, как следует из полученных экспериментальных результатов, для исключения сбоев в работе каждый импульс при длительности развертки по строке T_c может быть расширен УВХ до значения $\tau = T_c K_p$, где $K_p = \tau / T_c$ — коэффициент расширения импульсов УВХ. При этом значение K_p должно находиться в пределах 0,15.

С учетом этого, если за время $T_{и}$ будет зарегистрировано N_p импульсов от каждого из электродов, то измеренная интегратором разность средних значений входных напряжений будет равной

$$\Delta U_{ср} = N_p (U_3 - U_p) T_c K_p / T_{и}.$$

Выходное напряжение интегратора в конце такта интегрирования определится соответственно как

$$\Delta U_{инт} = \Delta U_{ср} T_{и} / \tau_{и}.$$

и количество зарегистрированных на выходе интегратора квантов

$$\Delta N = \frac{\Delta U_{инт}}{\Delta U_{ш}} = \frac{N_p (U_3 - U_p) T_c K_p}{\Delta U_{мин} T_{и}}. \quad (16)$$

Код ΔN с выхода преобразователя 35 кода поступает в сумматор 36. С четвертого выхода АЦП информация о знаке измеренной разности средних значений напряжений поступает в каскад 39 знака рассогласования, выходной сигнал которого дальше поступает в сумматор 36 и управляет его работой на сложение или вычитание записанного в нем исходного кода N_0 с вновь поступающим. В рассматриваемом случае для увеличения напряжения U_p до уровня U_3 к коду N_0 добавляется значение ΔN и это значение кода подается на вход ЦАП 31.

Как уже было показано, при этом величина управляемого сопротивления R_y изменится на значение ΔR_y , определяемое (9).

Таким образом, с учетом (9), (14), (15), (16) для рассматриваемых условий

$$\Delta R_y = T_c K_p \operatorname{tg} \alpha \eta \beta N_p \Phi \gamma R_\phi K K_{оу} \times \frac{x (R_3 - R_p)}{\Delta U_{мин} T_{и}}. \quad (17)$$

Очевидно, значение предельного изменения ΔR_{yn} величины управляемого сопротивления R_y при предельном значении коэффициента R_{pn} отражения рабочего электрода с учетом $R_p = R_{pn}$ определится из (17).

Для обеспечения оптимальных условий компенсации (максимального быстродействия при минимальном количестве уравновешивающих тактов) значение ΔR_{yn} ,

определяемое из (13), должно быть равным значению из (17), т.е.

$$\frac{R_0 \gamma_n}{1 - \gamma_n} = \frac{T_c K_p \operatorname{tg} \alpha \eta \beta N_p (R_3 - R_{pn}) \Phi \gamma R_\phi K K_{оу}}{\Delta U_{мин} T_{и}}. \quad (18)$$

Определим количество регистрируемых за время интегрирования $T_{и}$ импульсов N_p . При длительности T_0 процесса окисления и допустимой динамической погрешности измерения δ время $T_{и}$ одного цикла измерения будет примерно равным $T_0 \delta$. При приведенных условиях сканирования изображения и регистрации по одному импульсу от каждого электрода за один ход развертки по строке количество регистрируемых импульсов от каждого электрода за время $T_{и}$ будет равным $N_p = T_0 \delta / T_c = T_{и} / T_c$.

С учетом значения N_p из (18) определяется рекомендуемое для обеспечения оптимальных условий работы значение входного сопротивления компенсирующего повторителя

$$R_0 = \frac{K_0 \Phi \gamma R_\phi K K_p K_{оу} R_{pn}}{\Delta U_{мин}} \quad (19)$$

где $K_0 = \eta \beta \operatorname{tg} \alpha = \operatorname{const}$.

Значение предельного коэффициента отражения рабочего электрода при этом

$$R_{pn} = R_3 (1 - \gamma_n).$$

При $T_0 = 100$ с; $\delta = 0,0001$; $T_c = 20$ мкс будет зарегистрировано $N_p = 500$ импульсов от каждого электрода.

Таким образом, для конкретных условий сначала из (19) определяют оптимальное значение R_0 , после чего из (13) определяют

$$\Delta R_{yn} = \gamma_n R_0 / (1 - \gamma_n),$$

по величине которого выбираются тип регулируемого полевого транзистора и конкретные значения

$$R_{y0} + R = R_0.$$

Если значение R_0 выбрано в соответствии с (19), то по цепи обратной связи поступит такой уравновешивающий сигнал, при котором импульсы U_p от рабочего электрода будут усилены так, что в следующем такте измерения на третьем выходе АЦП будет зарегистрирован нуль. В этом случае сигнал детектора 37 нуля поступает в АЛУ 38, и выходной код сумматора 36 $N_0 + \Delta N$ считывается в АЛУ.

В АЛУ по значению N_0 , зарегистрированному при $R_p = R_3$ в начале процесса, и значению $N_0 + \Delta N$ определяют ΔN и в соответствии с выражениями (10) и (11) определяют значения $\Delta R / R_3$ и R_p / R_3 .

Практически из-за влияния различных нестабильностей и неточности расчета полное уравновешивание за один измеритель-

ный такт не достигается. За каждый такт только уменьшается степень рассогласования, а процесс измерения также заканчивается при срабатывании детектора нуля. Но в рассмотренном случае при многократном измерении зарегистрированный в сумматоре 36 результат будет являться результатом статистического осреднения многократных измерений одной и той же величины. Таким образом, в этом случае осуществляется дальнейшее (после уменьшения в УВХ и в интервале $T_{\text{и}}$ интегратора) уменьшение влияния случайных погрешностей: некомпенсированные погрешности при усреднении в коротких интервалах времени компенсируются в более продолжительных. Это увеличивает чувствительность и точность измерения.

Особенности работы описанного устройства следующие.

Сигналы от изделия и эталона однополярны и так как ослабленный (при $R_p < R_a$) сигнал от изделия усиливается до уровня эталонного, то это позволяет осуществлять ограничение сигнала на неизменном уровне с последующим усилением, уменьшает нелинейные искажения, увеличивает и стабилизирует чувствительность по всему рабочему диапазону.

Влияние фоновых потоков, темнового тока диссектора и шума предусилителя при предложенной структуре обработки информации на базе диссектора может не учитываться. Это приводит к увеличению надежности и уровня автоматизации, так как исключает необходимость применения модуляторов потока излучения и вращающихся зеркал.

Увеличение чувствительности и ее стабилизация по диапазону, работа при больших потоках излучения и разработка электронной схемы компенсации, практически не требующей мощности для управления, позволили осуществлять работу без применения электромеханических узлов для компенсации и исключили необходимость автоматической регулировки ширины щели.

Увеличение надежности и уровня автоматизации достигается также за счет применения цифровой регистрации и обработки информации.

Увеличение чувствительности и точности измерения обусловлено также за счет ограничения мощности шума посредством открывания усилительного тракта только на время выборки сигнала; за счет расширения импульсов с помощью УВХ, преобразующего реальные сигналы в квазистатистические и увеличивающего среднее значение сигнала;

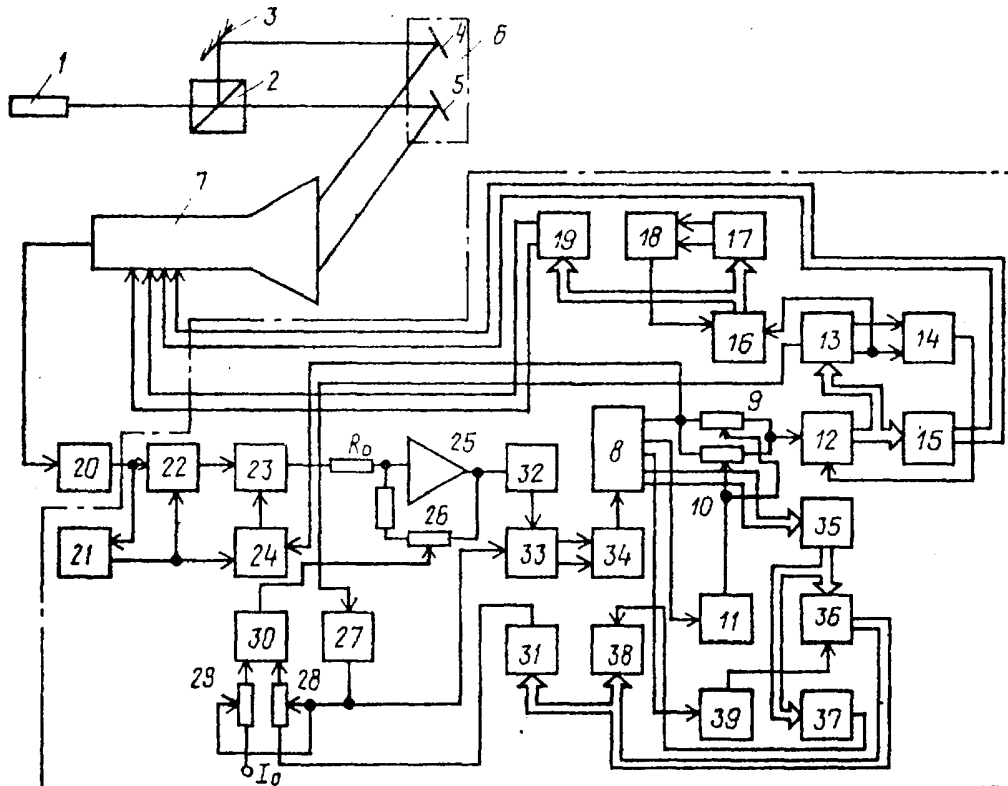
за счет применения ограничения – усиления сигнала снизу; за счет последовательного интегрирования шума в накопительной емкости УВХ, интегрирования в течение времени $T_{\text{и}}$ АЦП и применения метода статистического осреднения при электронном уравнивании; за счет применения одноканальной схемы обработки и компенсации сигнала; за счет применения способа компенсации, не требующего большой управляющей мощности; за счет высокого быстродействия электронной схемы компенсации (уменьшения динамической погрешности); за счет работы при больших значениях потока излучения; за счет слабого влияния фоновых полей.

Ф о р м у л а и з о б р е т е н и я

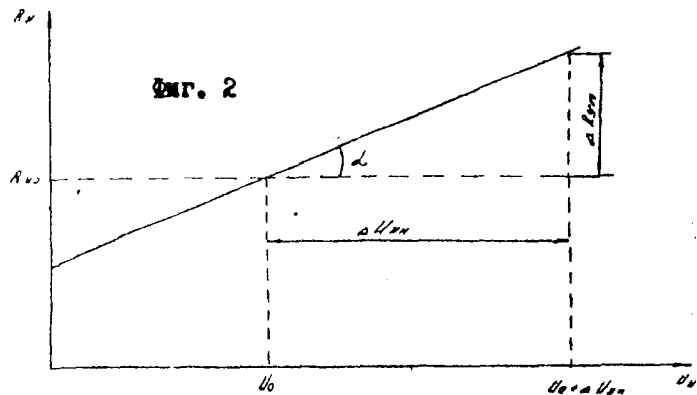
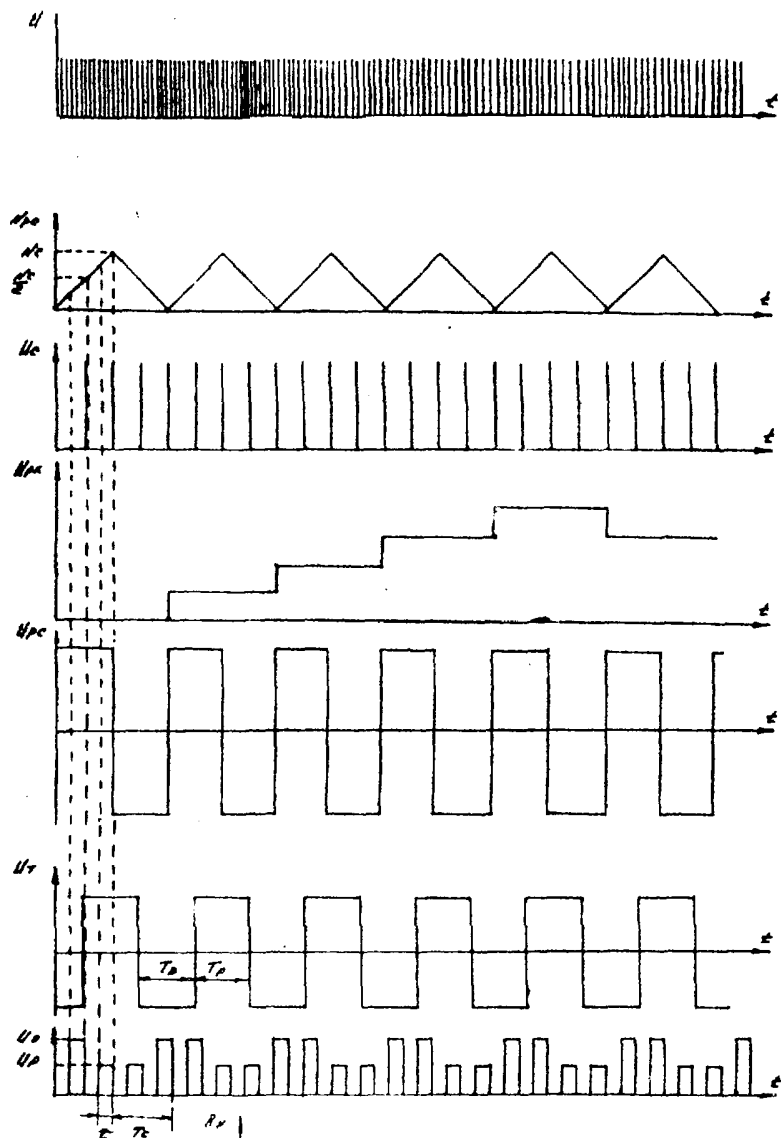
Устройство для контроля процесса нанесения покрытий, содержащее оптически связанные источник излучения и расщепитель потока излучения на два равных, фотоприемник, предназначенный для установки по ходу отраженных от эталона и контролируемого изделия потоков излучения, последовательно соединенные предварительный усилитель и систему автоматической электронной компенсации оптической асимметрии рабочего и эталонного каналов, отличающееся тем, что, с целью повышения точности и надежности, фотоприемник выполнен в виде приемника с электронным сканированием изображения фотокатода, система автоматической электронной компенсации оптической асимметрии – в виде соединенных последовательно управляемого делителя, узла выборки-хранения, компенсирующего повторителя с регистром на входе, мостового переключателя с двумя выходами, фазоинверсного каскада, аналого-цифрового преобразователя, параллельно включенных двух электронных ключей с разными каналами проводимости, реверсивного счетчика строчной развертки и формирователя строчной развертки, два выхода которого подключены к первой паре входов фотоприемника, соединенных последовательно первой схемы сравнения кода, реверсивного счетчика кадровой развертки и формирователя кадровой развертки, два выхода которого подключены к второй паре входов фотоприемника, второй схемы сравнения кода и каскада управления кадровой разверткой, входы которого соединены с двумя выходами второй схемы сравнения, а выход – с вторым входом реверсивного счетчика кадровой развертки, каскада управления строчной разверткой, два входа которого подключены к двум выходам первой схемы сравнения, а выход – к второму

входу реверсивного счетчика строчной развертки, дифференцирующего каскада, включенного между вторым выходом аналого-цифрового преобразователя и управляющими входами электронных ключей, преобразователя кода, входом соединенного четвертым выходом аналого-цифрового преобразователя, сумматора и детектора нуля, вход которого и первый вход сумматора объединены и подключены к выходу преобразователя кода, каскада знака рассогласования, включенного между третьим выходом аналого-цифрового преобразователя и вторым входом сумматора, арифметико-логического узла и цифроаналогового преобразователя, входы которых объединены и подключены к выходу сумматора, второй вход арифметико-логического узла соединен с выходом детектора нуля, двух токовых ключей с разными каналами проводимости, Т-триггера, преобразователя ток - напряжение и управляемого сопротивления с резистором, включенного параллельно компенсирующему повторителю, выход цифроаналогового преобразователя связан с входом одного из двух токовых ключей

с разными каналами проводимости, выход которого подсоединен к одному из двух входов преобразователя ток - напряжение, а управляющий вход - к управляющему входу другого токового ключа с разными каналами проводимости, второму входу мостового переключателя и выходу Т-триггера, вход которого связан с третьим выходом первой схемы сравнения кода, вход второго токового ключа с разными каналами проводимости предназначен для подключения к источнику тока уровня I_0 , а его выход - к второму входу преобразователя ток - напряжение, выход которого связан с управляющим входом управляемого сопротивления, формирователя интервала выборки и формирователя интервала хранения, первый вход которого соединен с первым выходом аналого-цифрового преобразователя, второй вход - с вторым входом управляемого делителя и подключен к выходу формирователя интервала выборки, вход которого соединен с первым входом управляемого делителя и подключен к выходу предварительного усилителя, выход формирователя интервала хранения соединен с вторым входом узла выборки хранения.



Фиг. 1



Фиг. 3

Редактор В. Данко

Составитель Е. Глазкова
Техред М. Моргентал

Корректор М. Кучерявая

Заказ 3402

Тираж

Подписное

ВНИИПИ Государственного комитета по изобретениям и открытиям при ГКНТ СССР
113035, Москва, Ж-35, Раушская наб., 4/5

Производственно-издательский комбинат "Патент", г. Ужгород, ул. Гагарина, 101