

ЭЛЕКТРОНИКА  
И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.387.424:621.317+621.384.8

ШИРОКОДИАПАЗОННАЯ СЧЕТНО-ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКАЯ  
СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ ИМПУЛЬСОВ  
ВТОРИЧНО-ЭЛЕКТРОННОГО УМНОЖИТЕЛЯ

© 2020 г. В. В. Колобов<sup>a,\*</sup>, М. Б. Баранник<sup>a,\*\*</sup>

<sup>a</sup> Центр физико-технических проблем энергетики Севера – филиал Федерального исследовательского центра  
“Кольский научный центр РАН” (ЦЭС КНЦ РАН)  
Россия, 184209, Апатиты Мурманской обл., ул. Ферсмана, 14

\*e-mail: [1\\_i@mail.ru](mailto:1_i@mail.ru)

\*\*e-mail: [m.barannik@ksc.ru](mailto:m.barannik@ksc.ru)

Поступила в редакцию 23.03.2020 г.

После доработки 03.04.2020 г.

Принята к публикации 04.04.2020 г.

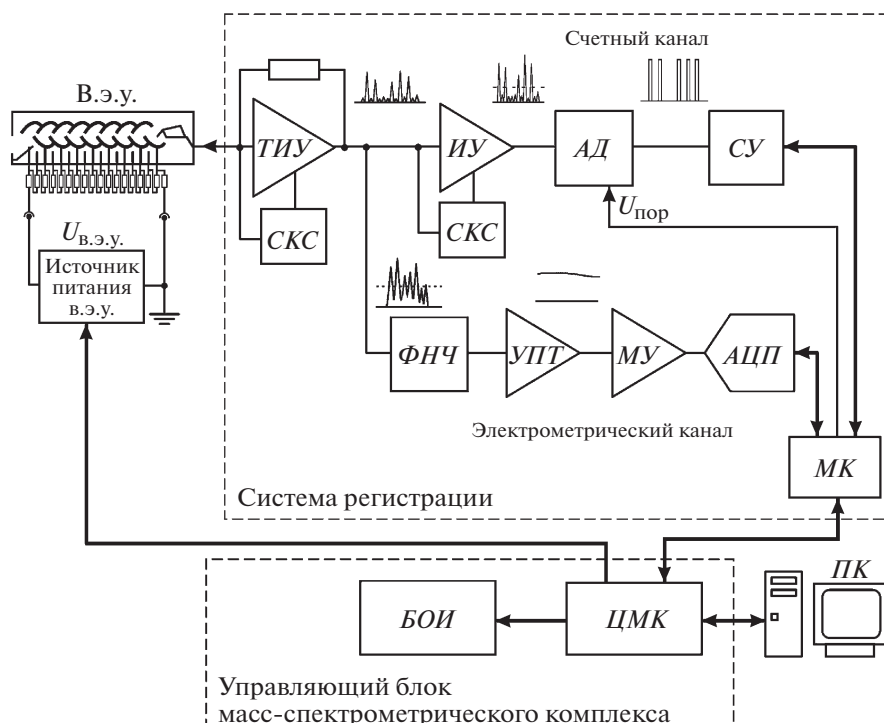
Описана широкодиапазонная счетно-электронметрическая система регистрации импульсов вторично-электронного умножителя (в.э.у.). Общий для двух каналов преобразователь ток–напряжение включает в себя быстродействующий трансимпедансный усилитель (т.и.у.) и схему автоматической коррекции напряжения смещения, которая также подавляет  $1/f$ -шум т.и.у. в полосе пропускания 0–2.3 Гц цифрового фильтра низкой частоты 24-битного аналого-цифрового преобразователя (а.ц.п.) электронметрического канала. В результате свободное от шумов разрешение всего канала определяется только собственным шумом а.ц.п. и составляет 18.5 бит. Предложен ряд схемных решений по минимизации количества элементов схемы, позволивших разместить плату системы регистрации в измерительной головке в.э.у. и, тем самым, уменьшить паразитные емкости, ограничивающие быстродействие т.и.у. Максимальная скорость счета  $7 \cdot 10^7$  импульсов/с определяется преимущественно временным разрешением в.э.у. Рассмотрены вопросы оптимизации питающих напряжений схемы и коэффициента усиления в.э.у., работающего в счетно-аналоговом режиме. Разработанная система применяется в составе масс-спектрометрического комплекса для определения изотопного состава инертных газов и обеспечивает диапазоны измерения, приведенные ко входу в.э.у.: электронметрического канала –  $1 \cdot 10^{-16}$ – $1.2 \cdot 10^{-11}$  А при разрешении не хуже чем  $3 \cdot 10^{-17}$  А; счетного канала с учетом темного тока в.э.у. –  $5 \cdot 10^{-2}$ – $5 \cdot 10^7$  ионов/с без просчета импульсов; суммарный –  $1 \cdot 10^{-20}$ – $1.2 \cdot 10^{-11}$  А. Широкая область перекрытия диапазонов позволяет проводить взаимную верификацию результатов измерений, полученных в разных режимах.

DOI: 10.31857/S003281622005016X

Разработана комбинированная счетно-аналоговая система регистрации импульсов вторично-электронного умножителя (в.э.у.) SEV-217 [1], используемого в качестве одного из трех детекторов ионов масс-спектрометрической системы, предназначенной для измерения изотопного состава инертных газов. В разработанной измерительной системе оба канала – счетный и аналоговый (электронметрический) – работают одновременно. Одной из основных задач, решаемых при разработке регистрирующей системы, являлось обеспечение максимально возможного для данного типа в.э.у. измерительного диапазона каждого из каналов. Помимо возможности проводить измерения при значительной интенсивности ионного пучка, широкий измерительный диапазон аналогового канала обеспечивает значительное перекрытие с эквивалентным диапазоном регистрируемых то-

ков счетного канала, что, в свою очередь, делает возможным в области перекрытия осуществлять взаимную верификацию измерительных данных, полученных в различных режимах измерения, и, при необходимости, их коррекцию.

Поставленная задача является достаточно сложной, так как разные режимы измерения определяют разные, частично конфликтующие требования как к характеристикам преобразователя ток–напряжение, так и к режиму работы (коэффициенту усиления) самого в.э.у. [2, 3]. По этой причине современные регистрирующие системы для в.э.у. SEV-217, как правило, выполняются в виде отдельных измерительных блоков (счетных или электронметрических), подключаемых к выходу в.э.у. [4]. Широкодиапазонные счетно-аналоговые системы регистрации, используемые, в частности, в масс-



**Рис. 1.** Структурная схема широкодиапазонной счетно-аналоговой системы регистрации импульсов вторично-электронного умножителя. *ТИУ* – трансимпедансный усилитель, *СКС* – схема коррекции напряжения смещения, *ИУ* – импульсный усилитель, *АД* – амплитудный дискриминатор, *СУ* – счетное устройство, *ФНЧ* – фильтр нижних частот, *УПТ* – усилитель постоянного тока, *МУ* – масштабирующий усилитель, *АЦП* – аналого-цифровой преобразователь, *МК* – микроконтроллер системы регистрации, *ЦМК* – центральный микроконтроллер блока управления, *БОИ* – блок отображения информации, *ПК* – персональный компьютер.

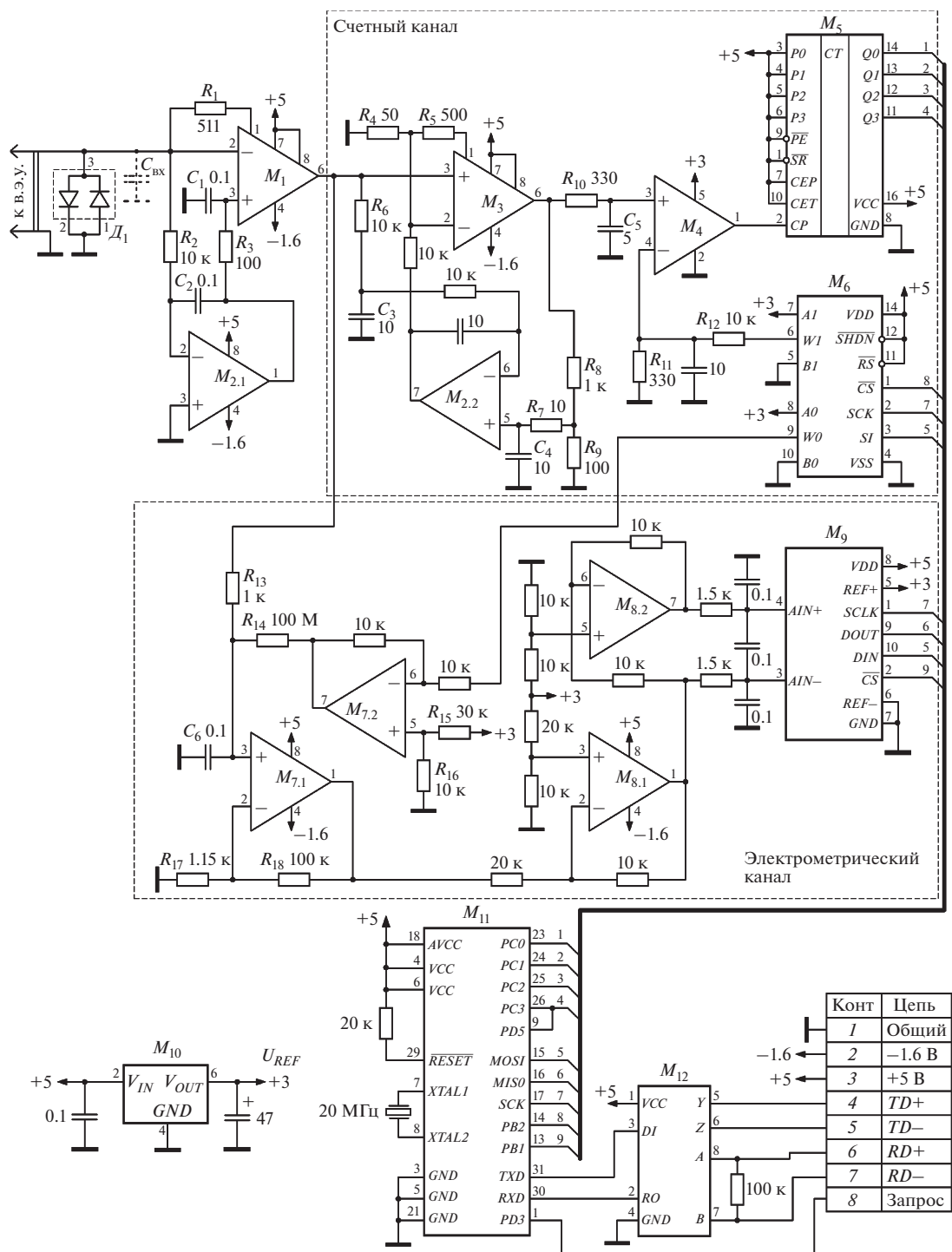
спектрометрии с индуктивно связанной плазмой, имеют неперекрывающиеся диапазоны регистрируемых токов для счетного и аналогового каналов: при малых интенсивностях ионного пучка используется счетный канал, при значительных – аналоговый [3, 5].

Структурная схема разработанной широкодиапазонной счетно-аналоговой системы регистрации импульсов вторично-электронного умножителя приведена на рис. 1.

Общим для двух каналов функциональным блоком является трансимпедансный усилитель (*ТИУ*), с выхода которого импульсная последовательность, повторяющая по форме импульсы выходного тока в.э.у., поступает параллельно на усилители счетного и электрометрического каналов. *ТИУ* должен иметь достаточное быстродействие, чтобы обеспечивать минимальные искажения выходных импульсов напряжения, обладать малыми входной емкостью и током смещения, а также иметь низкий выходной импеданс, позволяющий использовать в качестве импульсного усилителя счетного канала быстродействующий операционный усилитель (о.у.) на биполярных структурах с большими входными токами. С другой стороны, для построения широкодиапазон-

ного электрометрического канала *ТИУ* одновременно должен обладать сверхмалым смещением напряжения и минимальным уровнем шумового напряжения в полосе сверхнизких частот, совпадающей с диапазоном фликкер-шума ( $1/f$ -шума).

Принципиальная схема блока регистрации импульсов в.э.у. приведена на рис. 2. Для обеспечения необходимого быстродействия счетного канала в качестве о.у. *ТИУ*  $M_1$  использована микросхема ADA4817-1. О.у. обеспечивает скорость нарастания выходного напряжения 870 В/мкс, имеет входную емкость 1.3 пФ и входной ток смещения 2 пА, позволяет использовать на выходе низкоомные цепи для уменьшения влияния входных токов смещения последующего каскада ( $I_{\text{вых}} \leq 40$  мА) [6]. Резистор  $R_1$  511 Ом определяет коэффициент преобразования ток–напряжение:  $k_{\text{ТИУ}} = U_{\text{вых}}/I_{\text{вх}} \approx R_1 \approx 500$  В/А. На быстродействие *ТИУ* оказывает влияние паразитная входная емкость ( $C_{\text{вх}}$  на рис. 2), определяемая суммой паразитных емкостей защитных антипараллельных диодов  $D_1$ , выводов платы обработки сигналов в.э.у., вывода коллектора в.э.у. Для минимизации  $C_{\text{вх}}$  плата системы регистрации размещена непосредственно в измерительной головке умножителя. Измеренная входная паразитная емкость *ТИУ*



**Рис. 2.** Принципиальная схема счетно-электрометрической системы регистрации импульсов в.э.у.  $M_1$  – ADA4817-1,  $M_2, M_7, M_8$  – ADA4522-2,  $M_3$  – AD8000,  $M_4$  – ADCMP600,  $M_5$  – 74ACT163,  $M_6$  – MCP42010,  $M_9$  – AD7791,  $M_{10}$  – ADR4530B,  $M_{11}$  – ATmega48PA,  $M_{12}$  – MAX490E;  $D_1$  – BAV99.

составляет  $\sim 25$  пФ. При таком значении  $C_{\text{вх}}$  о.у.  $M_1$  сохраняет коэффициент преобразования 500 В/А в частотном диапазоне до 100 МГц. Относительно небольшой номинал резистора обратной связи

(о.с.)  $R_1$  обеспечивает стабильную работу  $TIU$  без введения корректирующей емкости.

На выходе о.у.  $M_1$  формируются импульсы напряжения, повторяющие форму выходных им-

пульсов тока в.э.у., амплитуда которых при коэффициенте усиления в.э.у.  $5.5 \cdot 10^6$  составляет  $\sim 5$  мВ.

Выходной шум  $ТИУ M_1$  складывается из трех основных компонентов: теплового шума резистора о.с.  $U_{nR}$ , входного шумового напряжения о.у.  $U_{nU}$  и шумового напряжения  $U_{nI}$ , образованного входным шумовым током о.у.  $I_n$ :  $U_{nI} = I_n R_1$ . В общем случае вклад каждого из трех компонентов в суммарный выходной шум зависит от полосы частот [7]. В рассматриваемой схеме для частотного диапазона  $1/f$ -шума (0.1–10 Гц) определяющим является входное шумовое напряжение  $U_{nU}$ . Это обусловлено, с одной стороны, относительно небольшим сопротивлением резистора о.с.  $R_1$ , а с другой – характерным для микросхем быстродействующих о.у. подъемом частотной зависимости спектральной плотности напряжения шумов в области фликкер-шума. В [6] шумовые характеристики о.у. ADA4817-1 в частотной области  $1/f$ -шума не приводятся, но по методике, рассмотренной в [8], размах амплитуды входного шумового напряжения в диапазоне 0.1–10 Гц можно оценить как  $\sim 4.7$  мкВ от пика до пика.

На инвертирующем выводе 2  $M_1$ , потенциал которого является “виртуальным нулем”, также присутствует напряжение смещения  $U_{см}$  относительно общего провода схемы, которое соответственно передается и на выход  $ТИУ$ . Для о.у. ADA4817-1 нормированное значение  $U_{см}$ , в зависимости от температуры кристалла, составляет от 0.4 мВ до единиц милливольт.

Для компенсации напряжения смещения и подавления фликкер-шума на выходе  $ТИУ$  разработана схема автоматической коррекции смещения, включающая интегрирующий усилитель ошибки ( $ИУО$ ) – элементы  $M_{2,1}$ ,  $R_2$ ,  $C_2$ , и фильтр нижних частот ( $ФНЧ$ )  $R_3$ ,  $C_1$ . Неинвертирующий вход о.у.  $M_2$  соединен с общим проводом, а прямой – с инвертирующим входом о.у.  $M_1$ .  $ИУО$  формирует на прямом входе о.у.  $M_1$  напряжение смещения такой величины и полярности, чтобы потенциал на инвертирующем входе о.у.  $M_1$  относительно общего провода был равен нулю.

Применение интегрального закона регулирования исключает статическую ошибку на выходе схемы и обеспечивает устойчивость ее работы. Амплитудно-частотная характеристика (а.ч.х.) регулирующего звена ( $ИУО$ ) позволяет также подавлять шумовое напряжение на выходе  $ТИУ$  в полосе фликкер-шума. Эффективность работы схемы автоматической коррекции смещения будет рассмотрена ниже при описании электрометрического канала.

О.у.  $ИУО$  должен обладать минимальным уровнем шумов в полосе  $1/f$ -шума, сверхмалым напряжением смещения и, одновременно, малыми входными токами смещения. Обеспечить такие требо-

вания способны о.у., выполненные по топологии модулятор–демодулятор (м.д.м.–о.у.) с автоматической коррекцией смещения и подавлением высокочастотных пульсаций [9]. В качестве  $M_{2,1}$  был использован один из двух м.д.м.–о.у. микросхемы ADA4522-2. О.у. имеет плоскую частотную зависимость спектральной плотности напряжения шумов во всей полосе частот, включая диапазон фликкер-шума 0.1–10 Гц, в котором размах амплитуды напряжения шумов не превышает 120 нВ.

Обладая также сверхмалым напряжением смещения ( $\leq 1$  мкВ) и его температурным дрейфом ( $\leq 15$  нВ/°С), малым током смещения  $\sim 50$  пА [10] (все параметры приведены для размаха напряжения на выводах питания 5 В), м.д.м.–о.у. такого типа используются для построения прецизионных каскадов постоянного и квазипостоянного тока [9, 11]. Сразу отметим, что во всех каскадах аналоговой части электрометрического канала также использованы м.д.м.–о.у.

Разрешение двойного импульса  $\Delta t_{DP}$  [12] на выходе  $ТИУ$ , определяемое шириной импульса в.э.у. (10 нс) и быстродействием о.у.  $M_1$ , составляет  $\sim 14$  нс, что соответствует максимальной частоте непрерывной последовательности импульсов  $f_{Pmax} \sim 70 \cdot 10^6$  импульсов/с.

При разработке схемы счетного канала ставилась задача не ухудшить это значение для всего канала, т.е. обеспечить такое быстродействие последующих каскадов, чтобы максимальная скорость счета импульсов тока в.э.у., без их перекрытия, была не менее чем  $70 \cdot 10^6$  импульсов/с.

Учитывая это, в качестве импульсного усилителя ( $ИУ$ )  $M_3$  был выбран о.у. с обратной связью по току. Помимо того, что о.у. с токовой обратной связью на настоящий момент обеспечивают максимальные значения скорости нарастания выходного сигнала и имеют меньшее время установления и более широкую полосу пропускания, чем о.у. с о.с. по напряжению, они также характеризуются минимальным фазовым сдвигом и постоянной групповой задержкой выходного сигнала [13], что позволяет успешно использовать их в качестве широкополосных быстродействующих усилителей видеоимпульсов с минимальными искажениями формы последних.

Особенностью о.у. с токовой обратной связью является значительное влияние сопротивления резистора о.с. на стабильность усилителя. Поэтому при выборе номинала резистора о.с. обычно используют рекомендации производителя – оптимальные значения коэффициентов усиления резистора о.с. для различных коэффициентов усиления, как правило, приводятся в технической документации. Для получения коэффициента усиления по напряжению 11 усилителя  $M_3$ , учитывая рекомендации, приведенные в [14], был выбран номинал резистора о.с.  $R_5$  500 Ом, а затем, в соответствии с

коэффициентом усиления, номинал резистора  $R_4$ . Как показали испытания схемы, такое значение сопротивления  $R_5$  обеспечивает устойчивую работу каскада без применения корректирующих элементов.

При приведенных выше значениях коэффициента усиления и сопротивления резистора обратной связи операционный усилитель  $M_3$  в режиме малого сигнала обеспечивает полосу пропускания по уровню  $-3$  дБ до 350 МГц и скорость нарастания до 3200 В/мкс [14]. Амплитуда импульсов на выходе ИУ (вывод 6  $M_3$ ) составляет  $\sim 55$  мВ.

Для компенсации напряжения смещения микросхемы  $M_3$  также использована схема автоматической коррекции смещения на основе ИУО  $M_{2,2}$ , выполненного на втором м.д.м.—о.у. микросхемы ADA4522-2. Помимо ИУО в состав схемы входят два ФНЧ ( $R_6, C_3$  и  $R_7, C_4$ ) и делитель напряжения  $R_8, R_9$ . В данной схеме фильтры с частотой среза 1.6 Гц функционально являются преобразователями среднего значения напряжения импульсной последовательности.

С выхода ФНЧ  $R_6, C_3$  постоянное напряжение, соответствующее среднему значению напряжения импульсной последовательности на входе о.у.  $M_3$  ( $U_{\text{ср.вх}}$ ), подается на инвертирующий вход 6 интегрирующего усилителя  $M_{2,2}$ . Коэффициент деления делителя напряжения  $R_8, R_9$  равен коэффициенту усиления ИУ  $M_3$ :  $K_{\text{д.н.}} = K_U = 11$ . Соответственно, с выхода ФНЧ  $R_7, C_4$  на прямой вход 5 усилителя  $M_{2,2}$  подается постоянное напряжение, соответствующее среднему значению напряжения импульсной последовательности на выходе о.у.  $M_3$  ( $U_{\text{ср.вых}}$ ), поделенному на коэффициент усиления о.у.  $M_3$ , т.е. приведенное к его входу.

ИУО формирует на инвертирующем входе о.у.  $M_3$  компенсирующее напряжение такой величины и полярности, чтобы выполнялось соотношение:  $U_{\text{ср.вых}} = U_{\text{ср.вх}} K_U$ . В результате устраняется смещение нуля на выходе ИУ  $M_3$ , вызванное входным напряжением смещения. Постоянная времени интегрирования выбрана так, чтобы схема отслеживала только медленные изменения напряжения смещения, обусловленные температурным дрейфом.

После ФНЧ  $R_{10}, C_5$  с частотой среза  $\sim 100$  МГц, включенного на выходе усилителя  $M_3$ , импульсная последовательность поступает на амплитудный дискриминатор АД (рис. 1), выполненный на микросхеме быстродействующего компаратора ( $M_4$  на рис. 2). Для формирования регулируемого напряжения порога АД  $U_{\text{пор}}$  используется один из двух каналов цифрового потенциометра  $M_6$ . На входы А0 и А1  $M_6$  подается высокостабильное напряжение  $+3$  В от источника опорного напряжения (и.о.н.)  $M_{10}$ . Коэффициент деления для каждого канала цифрового потенциометра задается неза-

висимо с шагом  $1/256$  через SPI-интерфейс [15]. Напряжение с вывода  $WI$   $M_6$ , лежащее в диапазоне  $0-3$  В, поступает на делитель напряжения  $R_{11}, R_{12}$  с коэффициентом деления 31.3. Таким образом, пороговое напряжение АД может регулироваться в диапазоне  $0-96$  мВ с шагом 0.37 мВ.

Микросхема компаратора  $M_4$  питается однополярным напряжением  $+3$  В от и.о.н.  $M_{10}$ . При таком значении напряжения питания время переключения компаратора (время задержки распространения) не превышает 3.5 нс. Важным для данного применения является также то, что микросхема компаратора поддерживает rail-to-rail режим выхода — при напряжении питания  $+3$  В гарантированное выходное напряжение высокого уровня составляет 2.1 В, а типовое — 2.6 В [16]. Таким образом, по выходным уровням компаратор совместим с TTL-логикой, что исключает необходимость применения каскада формирования счетного импульса и позволяет подавать импульсы, формируемые АД, непосредственно на счетчик.

В схеме использован быстродействующий 4-разрядный синхронный счетчик с TTL-совместимым входом ( $M_5$  на рис. 2), изменяющий состояние по фронту счетного импульса. При напряжении питания  $+5$  В минимальное требуемое значение входного напряжения высокого уровня счетчика составляет 1.5 В, гарантированное — 2 В [17]. Таким образом, в соответствии с технической документацией амплитуда напряжения высокого уровня выходных импульсов компаратора  $M_4$  (2.1–2.6 В) должна обеспечивать надежное переключение счетчика  $M_5$ , что было подтверждено в ходе эксплуатации схемы.

Используемая микросхема счетчика с запасом обеспечивает требуемое быстродействие для счетной системы: типовая предельная тактовая частота составляет 140 МГц, минимальная — 120 МГц.

В разработанной схеме быстродействующий счетчик  $M_5$  предназначен для формирования младших 4-х разрядов 28-битного двоичного слова, соответствующего количеству импульсов, поступивших с выхода в.э.у. Старшие разряды формируются на аппаратно-программном уровне управляющим микроконтроллером (МК)  $M_{11}$  системы регистрации импульсов в.э.у.

Импульсы с выхода последней триггерной ячейки счетчика  $M_5$  поступают на 16-битный аппаратный счетчик МК, работающий в режиме счета входных импульсов. При его переполнении осуществляется инкремент 8-битного слова регистра общего назначения МК. Гарантированная максимальная частота следования счетных импульсов аппаратного счетчика  $f_{\text{СТmax}}$  определяется тактовой частотой  $f_{\text{CL}}$  микроконтроллера  $-f_{\text{СТmax}} \leq f_{\text{CL}}/4$  — и составляет  $20 \text{ МГц}/4 = 5 \text{ МГц}$ . Это значение меньше максимальной частоты следования импульсов с вы-

хода счетчика  $M_5$  – 4.375 МГц. При максимальной скорости поступления импульсов  $7 \cdot 10^7$  импульсов/с переполнение счетного устройства произойдет через 3.8 с, что значительно превышает интервал опроса (0.1 с) данных счетного и электрометрического каналов блока регистрации импульсов в.э.у. центральным микроконтроллером (ЦМК) блока управления масс-спектрометрического комплекса (см. рис. 1).

Такое решение позволило обеспечить требуемое быстродействие счетного устройства и, одновременно, повысить его разрядность без увеличения количества используемых в схеме компонентов.

Сброс счетного устройства осуществляется только при подаче питающих напряжений на схему. Далее счетное устройство работает в непрерывном режиме. При поступлении запроса от ЦМК блока управления, МК  $M_{11}$  считывает значение 4-битного слова счетчика  $M_5$ , формирует 28-битное двоичное слово и отправляет в ЦМК информацию о разности значений слова в конце текущей выборки и в конце предыдущей выборки, т.е. приращение (инкремент) значения двоичного слова за время интервала накопления, соответствующее количеству ионов, зарегистрированных в.э.у. за время выборки.

Скоростные характеристики разработанного счетного канала ( $\Delta t_{DP} = 14$  нс,  $f_{Pmax} = 70 \cdot 10^6$  импульсов/с) определяются только параметрами ТИУ и в.э.у. По быстродействию разработанная схема не уступает современным промышленно выпускаемым счетным модулям, предназначенным для применения совместно с в.э.у. SEV-217, например, СР 400 ( $\Delta t_{DP} = 20$  нс,  $f_{Pmax} = 50 \cdot 10^6$  импульсов/с) [18].

При проведении измерений временное распределение потока ионов на входе в.э.у. носит случайный характер. Соответственно, импульсы тока могут перекрываться. Вероятность перекрытия импульсов возрастает с ростом интенсивностью потока ионов. Система регистрации, включающая в.э.у., ТИУ и счетный канал, в терминах, принятых для описания детекторов потоков частиц в физических экспериментах, относится к системам с продлевающимся “мертвым временем” и режекцией наложения импульсов “Мертвое время” системы определяется шириной импульса на выходе ТИУ, а возможность режекции наложения обусловлена формой импульса [12, 19].

Опытная эксплуатация разработанной системы показала, что при интенсивности ионного тока до  $50 \cdot 10^6$  ионов/с счетная система работает стабильно, без просчета импульсов. При более высокой интенсивности ионного тока для коррекции результатов счета возможно применение специальных численных методик [2, 19], рассмотрение которых не входит в рамки данной статьи. Нижний

предел измерительного диапазона счетной системы определяется количеством темновых импульсов тока для данного типа в.э.у. – 3 импульсов/мин при  $U_{в.э.у.} = 2.5-2.7$  кВ [1].

Первым элементом электрометрического канала является ФНЧ  $R_{13}$ ,  $C_6$ , с выхода которого постоянное напряжение, соответствующее среднему значению напряжения импульсной последовательности на выходе ТИУ и пропорциональное среднему току в.э.у., поступает на усилитель постоянного тока (УПТ)  $M_{7.1}$ . Значение коэффициента усиления по напряжению УПТ 88, определяемое элементами  $R_{17}$  и  $R_{18}$ , выбрано таким, чтобы для всего рабочего диапазона выходных токов в.э.у. в режиме измерения среднего тока напряжение на выходе УПТ лежало в диапазоне от 0 до 3 В.

В качестве аналого-цифрового преобразователя  $M_9$  в схеме используется микросхема 24-разрядного сигма-дельта-АЦП с дифференциальным входом и встроенным задающим генератором. Среднеквадратичное значение приведенного ко входу собственного шума АЦП при частоте обновления 9.5 Гц составляет 1.1 мкВ, типовая интегральная нелинейность 3.5 ppm. АЦП имеет выходной последовательный интерфейс, совместимый с различными стандартами [20]. В разработанной схеме для связи МК  $M_{11}$  с АЦП  $M_9$  используется четырехпроводный интерфейс SPI с линией выбора устройства CS.

Диапазон входного дифференциального напряжения АЦП, определяемый уровнем +3 В опорного напряжения (напряжение и.о.н.  $M_{10}$ ), составляет от –3 до +3 В. Входной рабочий диапазон АЦП электрометрического канала (за исключением режима точной подстройки нулевого входного уровня) лежит в области положительного напряжения, следовательно, при выходном напряжении УПТ 0–3 В противофазные напряжения на дифференциальных входах  $A_{IN+}$  и  $A_{IN-}$  должны составлять 1.5–3 В и 1.5–0 В соответственно. Для согласования диапазона однополярного сигнала на выходе УПТ с диапазонами дифференциальных входов АЦП используется буферный каскад, выполненный на двух о.у. [21]:  $M_{8.1}$  и  $M_{8.2}$ .

Для компенсации напряжения смещения нулевого уровня на выходе всего аналогового тракта электрометрического канала используется схема коррекции нуля на входе АЦП, регулирующим элементом которой является о.у.  $M_{7.2}$ . На неинвертирующий вход о.у. подается опорное напряжение +0.75 В, полученное из напряжения +3 В и.о.н.  $M_{10}$  с помощью делителя напряжения  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ . На второй вход о.у. подается регулируемое в диапазоне от 0 до 3 В напряжение с выхода  $W0$  второго канала цифрового потенциометра  $M_6$ . На выходе о.у.  $M_{7.2}$  формируется регулируемое в диапазоне от –1.5 до +1.5 В напряжение коррекции

нулевого уровня, поступающее на суммирующий вход УПТ (вывод 3  $M_{7,1}$ ) через делитель напряжения  $R_{14}$ ,  $R_{13}$ . С учетом коэффициентов деления делителя напряжения и усиления УПТ диапазон напряжения коррекции нулевого уровня на входе буферного каскада АЦП составляет  $\pm 1.3$  мВ. Перед проведением измерений это напряжение регулируется таким образом, чтобы при отсутствии выходного тока в.э.у. среднее значение выходного кода АЦП с учетом размаха шумового напряжения на входе АЦП было равно нулю.

Измеренное значение амплитуды напряжения шумов в диапазоне 0.1–10 Гц на входе АЦП составляет  $\sim 15.4$  мкВ от пика до пика. Основными источниками этого  $1/f$ -шума является собственный фликкер-шум о.у.  $M_{7,1}$  ( $U_{nM_{7,1}}$ ) и напряжение фликкер-шума на выходе ТИУ –  $U_{nТИУ}$ , так как эти шумовые напряжения усиливаются УПТ. Эти источники шума являются некоррелированными, соответственно размах амплитуды напряжения шумов в частотном диапазоне 0.1–10 Гц на выходе ТИУ можно найти, как:  $U_{nТИУ} = \sqrt{U_{n\Sigma}^2 - U_{nM_{7,1}}^2}$ .

В соответствии с технической документацией на м.д.м.–о.у.  $M_7$  величина  $U_{nM_{7,1}}$  не превышает 0.12 мкВ [10], а  $U_{n\Sigma}$  – приведенный к входу о.у.  $M_{7,1}$  размах измеренного шумового напряжения составляет:  $15.4 \text{ мкВ} / 88 = 0.175 \text{ мкВ}$  от пика до пика. Полученное значение  $U_{nТИУ}$  0.127 мкВ от пика до пика в диапазоне частот 0.1–10 Гц определяется двумя источниками шума – входным шумовым напряжением о.у. ТИУ  $M_1$  ( $U_{nM_1}$ ) и собственным фликкер-шумом о.у. ИУО  $M_{2,1}$  ( $U_{nM_{2,1}}$ ). Учитывая, что эти источники шума также являются некоррелированными, а фликкер-шум аналогичного м.д.м.–о.у.  $M_{2,1}$  не превышает 0.12 мкВ, шумовое напряжение на входе о.у.  $M_1$  ( $U_{nM_1}$ ), определяемое, как:  $U_{nM_1} = \sqrt{U_{nТИУ}^2 - U_{nM_{2,1}}^2}$ , составляет 0.041 мкВ от пика до пика в диапазоне частот  $1/f$ -шума.

Это значение размаха амплитуды шумового напряжения является некомпенсированным  $1/f$ -шумом ТИУ  $M_1$ . Оценочное значение размаха амплитуды входного шумового напряжения в диапазоне фликкер-шума для о.у.  $M_1$   $U_{nM_1}$  без применения схемы коррекции смещения составляет  $\sim 4.7$  мкВ, соответственно эффективность подавления  $1/f$ -шума на выходе ТИУ схемой автоматической коррекции смещения в частотном диапазоне 0.1–10 Гц можно выразить через коэффициент ослабления напряжения фликкер-шума:  $k_{NR} = 20 \log_{10}(4.7/0.041) = 41.2$  дБ. Таким образом, основным источником фликкер-шума на выходе ТИУ является  $1/f$ -шум ИУО схемы коррекции смещения, а сама схема не только компенсирует напряжение смещения ТИУ, но и эффективно подавляет выходное шумовое напряжение ТИУ в полосе  $1/f$ -шума.

Так как сигма-дельта-АЦП ограничивают полосу частот входного сигнала за счет цифрового ФНЧ, частота среза которого зависит от частоты выборки, то размах суммарного входного шумового напряжения АЦП  $U_{nвх}$  (включает шум аналоговой части электрометрического канала и приведенный ко входу собственный шум АЦП) в полосе пропускания ФНЧ будет меньше размаха шумового напряжения в полосе частот 0.1–10 Гц. При частоте обновления АЦП 10 Гц и соответствующей граничной частоте ФНЧ 2.3 Гц по уровню – 3 дБ значение  $U_{nвх}$  составляет  $\sim 8$  мкВ от пика до пика, причем преобладающим слагаемым является приведенный к входу собственный шум АЦП – 7.26 мкВ от пика до пика [20].

При количестве свободных от шума отсчетов, определяемом отношением рабочего диапазона входного сигнала АЦП  $\Delta U_{вх}$  к размаху амплитуды напряжения шумов на входе  $U_{nвх}$  ( $3 \text{ В} / 8 \text{ мкВ} = 375000$ ), свободное от шумов разрешение всего электрометрического канала составляет:  $\log_2(375000) = 18.5$  бит, а разрешение электрометрического канала по входному ионному току в.э.у. – 0.032 фА.

Значение коэффициента усиления в.э.у. SEV-217 определяется значением напряжения  $U_{в.э.у.}$ , приложенного к резистивной матрице диодной системы. Для счетно-электрометрической системы регистрации оптимальным является такое значение коэффициента усиления в.э.у., при котором, с одной стороны, амплитуда выходных импульсов тока в.э.у. во всем рабочем диапазоне счетного канала является достаточной, чтобы обеспечить надежную селекцию амплитудным дискриминатором импульсов в.э.у. на фоне собственных шумов канала и шумов от внешних источников помех, а с другой – амплитуда выходного тока в.э.у. при максимальной интенсивности ионного пучка, соответствующей верхней границе измерительного диапазона электрометрического канала, не превышает предельно допустимое значение для в.э.у. данного типа. Экспериментально определенное оптимальное значение коэффициента усиления в.э.у.  $5.5 \cdot 10^6$  соответствует величине  $U_{в.э.у.} = 2.5\text{--}2.7$  кВ и устанавливается регулированием уровня выходного напряжения высоковольтного источника питания в.э.у.

Отдельно остановимся на вопросе выбора оптимального значения отрицательного напряжения питания  $-U_S$  для о.у. аналоговой части счетного и электрометрического каналов. Так как аналоговая часть счетного канала обрабатывает импульсы одной полярности, то возможно использование пониженного значения  $-U_S$ . В разработанной схеме напряжение отрицательной полярности необходимо для формирования отрицательного компенсирующего напряжения схемами автоматической коррекции смещения ( $M_{2,1}$ ,  $M_{2,2}$ ) и схемой коррек-





**Рис. 3.** Внешний вид установленной в головке в.э.у. платы счетно-электрометрической системы регистрации (а); б – диапазоны измерения счетного и электрометрического каналов.

ции нуля на входе АЦП (о.у.  $M_{7,2}$ ). Кроме того, у быстродействующих о.у. ТИУ и ИУ нижняя граница диапазона синфазного входного напряжения  $-U_{Сф}$  смещена в положительную область относительно нижней границы диапазона питающих напряжений  $-U_s$ .

Самым критичным элементом с этой точки зрения является о.у. с токовой обратной связью ИУ  $M_3$ , для которого  $-U_{Сф} = -U_s + 1.5$  В [14]. Это означает, что для передачи на выход о.у. входного напряжения нулевого уровня нижний диапазон питающего напряжения микросхемы должен иметь отрицательный потенциал относительно корпуса не менее  $-1.5$  В. Поэтому для минимизации диссипации энергии и, соответственно, нагрева корпусов

микросхем о.у., что является обоснованным, так как плата схемы обработки сигнала в.э.у. размещена в ограниченном замкнутом объеме – головке в.э.у., в схеме используется практически минимально допустимый уровень отрицательного питающего напряжения  $-1.6$  В. При этом диапазон синфазного входного напряжения для о.у.  $M_3$  составляет от  $-0.1$  до  $+3.5$  В.

Испытания схемы показали, что выбранный уровень  $-U_s$  обеспечивает надежное формирование нулевого значения напряжения на выходах всех о.у. аналоговой части счетного и электрометрического каналов, является достаточным для схем автоматической коррекции смещения и схемы коррекции нуля на входе АЦП.

Кроме рассмотренных выше, микроконтроллер  $M_{11}$  выполняет следующие функции:

- перед проведением измерений на основе данных, полученных от ЦМК блока управления, устанавливает коэффициент деления для каждого из двух каналов цифрового потенциометра  $M_6$ , тем самым регулируя пороговое напряжение амплитудного дискриминатора и напряжение схемы коррекции нулевого уровня на входе АЦП, устанавливает частоту обновления АЦП;

- в процессе измерений с периодичностью, определяемой длительностью интервала опроса, считывает значение 24-битного выходного кода АЦП и передает его в ЦМК блока управления.

Рассмотренные выше схемотехнические решения, направленные на минимизацию количества используемых микросхем, позволили разместить печатную плату системы регистрации в измерительной головке в.э.у. (рис. 3а).

Измерительная головка в.э.у. соединена с блоком управления масс-спектрометрического комплекса линией связи (кабель с витой парой), которая обеспечивает обмен данными по двунаправленному полнодуплексному протоколу RS-422 между микроконтроллерами  $M_{11}$  и ЦМК. В качестве формирователя интерфейса используется специализированная микросхема приемопередатчика RS-422/RS-485 ( $M_{12}$  на рис. 2).

В процессе измерений информация о среднем токе в.э.у. и количестве ионов, зарегистрированных в.э.у. на измерительном интервале, выводится в реальном времени на дисплей блока управления измерительного комплекса и передается на управляющий компьютер для записи и последующей обработки (см. рис. 1).

Рабочий диапазон измерения электрометрического канала, приведенный к входному ионному току в.э.у., составляет  $1 \cdot 10^{-16} - 1.2 \cdot 10^{-11}$  А.

Приведенный к входному току в.э.у. рабочий диапазон счетного канала без учета темного тока в.э.у. и при отсутствии перекрытия импульсов, т.е. определяемый только характеристиками самого



счетного канала, составляет  $0-7 \cdot 10^7$  ионов/с, а с учетом темнового тока в.э.у. и при наличии перекрытия импульсов в.э.у., не приводящих к просчетам, —  $5 \cdot 10^{-2}-5 \cdot 10^7$  импульсов/с. В целом счетно-электронметрическая система регистрации позволяет проводить измерения ионных токов в эквивалентном диапазоне  $1 \cdot 10^{-20}-2 \cdot 10^{-11}$  А.

Диаграмма, иллюстрирующая перекрытие диапазонов измерения интенсивности ионного тока для двух различных каналов — счетного и электронметрического, приведена на рис. 3б. Штриховой линией обозначены области с повышенной погрешностью измерения, обусловленной: для электронметрического канала — недостаточным соотношением сигнал/шум; для счетного канала — возможной потерей импульсов (в данном диапазоне могут быть использованы различные методики коррекции результата).

Разработанная широкодиапазонная счетно-электронметрическая система регистрации импульсов вторично-электронного умножителя входит в аппаратную часть двух измерительных комплексов для определения изотопного состава инертных газов, выполненных на основе аналитической части масс-спектрометра МИ1201ИГ. Система используется для проведения масс-спектрометрического анализа при низкой концентрации исследуемого изотопа в образце.

С использованием разработанной системы регистрации получены результаты, имеющие высокую сходимость и точность по количественному содержанию изотопов [22]. Широкодиапазонная двухканальная система регистрации не только увеличивает динамический диапазон масс-спектрометрического комплекса, но и за счет широкой области перекрытия диапазонов измерения счетного и электронметрического каналов позволяет осуществлять взаимную верификацию измерительных данных, получаемых одновременно в режиме измерения среднего тока в.э.у. и в счетном режиме.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 18-05-70004 “Подземные воды Арктической зоны (Кольский п-ов, архипелаг Шпицберген) — их возраст, состав, происхождение газовой фазы, последствия техногенной активности, перспективы использования — по данным изотопных трассеров”) и в рамках государственного задания ЦЭС КНЦ РАН (№ 0226-2019-0067 “Исследование научно-технических проблем обеспечения надежного и эффективного энергоснабжения потребителей Арктической зоны РФ”).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Turrin B.D., Swisher C.C., Deino A.L.* // *Geochemistry Geophysics Geosystems*. 2010. V. 11. Q0AA09. <https://doi.org/10.1029/2009GC003013>
2. *Батурин В.А., Еремин С.А.* // ПТЭ. 2007. № 6. С. 114.
3. *Isotopic Analysis: Fundamentals and Applications Using ICP-MS* / Eds. F. Vanhaecke, P. Degryse. Weinheim: Wiley-VCH, 2012.
4. QMA 400/QMA 410/QMA 430 — Analyzer. Operating Instructions. [https://www.pfeiffer-vacuum.com/filepool/file/mass-spectrometer/bg5983bde\\_c.pdf](https://www.pfeiffer-vacuum.com/filepool/file/mass-spectrometer/bg5983bde_c.pdf)
5. *Kishi Y.* // *Hewlett-Packard J.* 1997. Article 9. P. 1.
6. ADA4817-1/ADA4817-2: Low Noise, 1 GHz FastFET Op Amps Data Sheet. [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4817-1\\_4817-2.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4817-1_4817-2.pdf)
7. *Giusti G., Cannata G., Scandurra G., Ciofi C.* // *International J. Circuit Theory and Applications*. 2015. № 43. P. 1455. <https://doi.org/10.1002/cta.2015>
8. Maxim Tutorial 5664. Managing noise in the signal chain. Part 1. <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/TUT5664.pdf>
9. *Wong V., Kusuda Y.* // *Analog Dialogue*. 2015. V. 49. № 3. P. 27. <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-49/number-3/articles/volume49-number3.pdf>
10. ADA4522-2 Data sheet. [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4522-1\\_4522-2\\_4522-4.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4522-1_4522-2_4522-4.pdf)
11. *Колобов В.В., Баранник М.Б.* // ПТЭ. 2019. № 5. С. 58. <https://doi.org/10.1134/S0032816219050070>
12. *William R. Leo.* *Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments*. Berlin: Springer-Verlag, 1994.
13. *Wai-Kai Chen.* *Analog and VLSI Circuits*. Third Edition. Boca Raton: CRC Press, 2009.
14. AD8000: 1.5 GHz Ultrahigh Speed Op Amp Data Sheet. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8000.pdf>
15. MCP42010 Data sheet. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/11195c.pdf>
16. ADCMP600/ADCMP601/ADCMP602 Data sheet. [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADCMP600\\_601\\_602.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADCMP600_601_602.pdf)
17. 74AC163/74ACT163 Synchronous Presettable Binary Counter Data sheet. <http://cva.stanford.edu/classes/cs99s/datasheets/74AC163.pdf>
18. CP 400 — Ion Counter Preamplifier. Operating Instructions. <https://www.pfeiffer-vacuum.com/filepool/file/mass-spectrometer/bg5812be.pdf>
19. *Pomme S., Fitzgerald R. and Keightley J.* // *Metrologia*. 2015. V. 52. №. 3. P. 3. <https://doi.org/10.1088/0026-1394/52/3/S3>
20. Low Power, Buffered 24-Bit Sigma-Delta ADC AD7791 Data Sheet. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7791.pdf>
21. Analog Devices MT-074 Tutorial. Differential Drivers for Precision ADCs. 2009. <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-074.pdf>
22. *Гудков А.В., Колобов В.В., Тараканов С.В., Толстухин И.И.* // ДАН. 2019. Т. 488. № 5. С. 517. <https://doi.org/10.31857/S0869-5652488517-520>