

ПРЕЦИЗИОННЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ ИСТОЧНИК ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

© 2021 г. В. В. Колобов^{а,*}, М. Б. Баранник^{а,**}

^а Центр физико-технических проблем энергетики Севера – филиал Федерального исследовательского центра
“Кольский научный центр РАН”

Россия, 184209, Мурманская обл., Апатиты, ул. Ферсмана, 14

*e-mail: 1_i@mail.ru

**e-mail: maxbarien@mail.ru

Поступила в редакцию 27.04.2021 г.

После доработки 18.05.2021 г.

Принята к публикации 19.05.2021 г.

Описан прецизионный малошумящий источник высокого напряжения с цифровым управлением. В источнике используется двухтактный параллельный резонансный преобразователь напряжения с фиксированной частотой преобразования 110 кГц. Регулировка напряжения источника осуществляется путем изменения выходного напряжения линейного стабилизатора, питающего преобразователь. Предложен алгоритм управления ключами преобразователя, позволяющий реализовать режим питания параллельного контура преобразователя от источника напряжения. Температурная стабильность режима работы преобразователя обеспечивается схемой автоматической подстройки частоты преобразования. Разработана схема активного фильтра подавления пульсаций, особенностью которой является способ введения компенсирующего напряжения – между общей шиной источника и выводом низкого потенциала умножителя напряжения. Такое решение позволило выполнить фильтр на основе одного низковольтного операционного усилителя, одновременно выполняющего функцию усилителя сигнала ошибки основного контура регулирования источника. В результате применения активного фильтра размах амплитуды шумов и пульсаций на выходе источника в частотном диапазоне выше 10 Гц не превышает 3.3 мВ. Размах амплитуды шумов в диапазоне частот 0.1–10 Гц менее 3.5 мВ и определяется $1/f$ -шумом источника опорного напряжения. Разработанный источник высокого напряжения используется в канале питания источника ионов масс-спектрометрического комплекса для изотопного анализа инертных газов и обеспечивает следующие основные характеристики: диапазон регулирования выходного напряжения 0–5500 В с шагом 84 мВ; максимальный ток нагрузки 1 мА; суммарная нестабильность напряжения не более 50 ppm/ч в диапазоне рабочих температур 20–50°C.

DOI: 10.31857/S0032816221050219

Стабилизированные высоковольтные источники питания являются неотъемлемой частью большинства аналитических приборов и комплексов. Временная и температурная нестабильности напряжения источников, точность его установления и повторяемость, уровень шумов и пульсаций в значительной степени определяют достоверность получаемой аналитической информации [1]. Рассматриваемый в статье прецизионный малошумящий источник высокого напряжения входит в состав канала питания источника ионов масс-спектрометрического комплекса для изотопного анализа инертных газов и предназначен для формирования потенциала ионизационной камеры нировского типа [2] относительно коллимирующей линзы (ускоряющего напряжения). Источник обеспечивает выходное напряжение,

регулируемое в диапазоне от 0 до +5.5 кВ, при токе нагрузки до 1 мА.

Так как в статических магнитных масс-спектрометрах нестабильность ускоряющего напряжения по шумам определяет разрешающую способность анализа спектра масс, а временная нестабильность напряжения – точность измерения изотопных соотношений [2], то при разработке схемы источника приоритетной являлась задача обеспечения минимальной нестабильности выходного напряжения по дрейфу и шумам. Кроме того, необходимо было обеспечить низкий уровень излучаемых устройствами электромагнитных помех, так как в состав канала питания источника ионов также входят независимые стабилизированные преобразователи напряжения, формирующие потенциалы электродов ионно-оптической системы и электронной пушки источника ионов.

Существует ряд типовых схемотехнических решений, используемых при проектировании высоковольтных источников питания для аналитических комплексов, направленных на уменьшение уровня пульсаций выходного напряжения и снижение интенсивности помех (здесь и далее при отсутствии уточнений термином “пульсация” будем обозначать любое периодическое или случайное изменение выходного напряжения источника относительно постоянного значения, в том числе шум). К таким решениям можно отнести способ стабилизации и регулирования выходного напряжения источника путем изменения напряжения питания преобразовательного каскада [3], а также использование резонансного режима работы высоковольтного преобразователя напряжения [4]. Высокая эффективность применения резонансных преобразователей в контексте поставленной задачи обусловлена целым рядом преимуществ последних: паразитные элементы высоковольтного трансформатора включаются в состав резонансного контура; обеспечивается мягкий режим коммутации ключей преобразователя напряжения, вследствие чего уменьшаются динамические потери в ключах, что, в свою очередь, позволяет повысить частоту переключения без снижения к.п.д. преобразователя напряжения; высокая частота преобразования (сотни килогерц) позволяет повысить эффективность выходного фильтра нижних частот, уменьшить его размеры, равно как и размеры высоковольтного трансформатора. Важным преимуществом резонансных преобразователей является пониженный уровень электромагнитных помех и пульсаций выходного напряжения [4, 5].

Принципиальная схема прецизионного малошумящего источника высокого напряжения (далее – источник) приведена на рис. 1. Можно выделить следующие основные функциональные узлы источника: задающий генератор M_4 , двухтактный (push-pull) преобразователь напряжения на транзисторах $T_{2,1}$ и $T_{2,2}$, повышающий трансформатор Tr , диодно-конденсаторный умножитель напряжения, выходной фильтр нижних частот (элементы R_2 , R_3 , C_9 , C_{10}) и высоковольтный делитель напряжения. Вывод средней точки первичной обмотки трансформатора Tr соединен с выходом регулируемого линейного стабилизатора напряжения (р.с.н.) на основе транзистора T_1 . В состав источника также входят элементы контура регулирования и стабилизации выходного напряжения, цепи токовой защиты и автоматической подстройки частоты задающего генератора.

Магнитопровод трансформатора Tr выполнен из двух Е-образных сердечников: В66317G1 (с зазором) и В66317G0 (без зазора) – типоразмера E25/13/7 на основе Mn-Zn ферритового материала N87. Число витков вторичной обмотки $n_2 =$

$= 625$, первичной полуобмотки $n_1 = 5$, коэффициент трансформации $k_{тр} = n_2/n_1 = 125$. Индуктивность намагничивания L_μ первичной обмотки трансформатора составляет 13.16 мкГн.

Преобразователь напряжения источника выполнен по схеме параллельного резонансного преобразователя с питанием резонансного контура напряжением [5]. Эквивалентный параллельный колебательный контур (рис. 2), приведенный к вторичной обмотке трансформатора, образован приведенной индуктивностью намагничивания L_μ'' и суммарной приведенной емкостью вторичной обмотки C_Σ'' , которая включает в себя приведенную емкость C_p'' резонансного конденсатора (C_3 на рис. 1), включенного параллельно первичной обмотке трансформатора, и собственную емкость вторичной обмотки C_2 : $C_\Sigma'' = C_p'' + C_2$ [6]. Приведенные параметры реактивных элементов контура определяются как: $L_\mu'' = L_\mu k_n^2$; $C_p'' = C_3/k_n^2$, где $k_n = n_2/(2n_1) = 62.5$ – отношение числа витков вторичной и первичной обмоток трансформатора.

В качестве резонансного конденсатора C_3 номиналом 0.1 мкФ использован высокочастотный многослойный керамический конденсатор С1206С104F3GЕС с температурным коэффициентом емкости ± 30 ppm/°C на основе диэлектрика NP0.

Емкость вторичной обмотки C_2 , с учетом емкости переходов диодов умножителя напряжения и монтажной емкости, составляет 15.2 пФ. Соответственно: $C_\Sigma'' = C_3/k_n^2 + C_2 = 0.1 \cdot 10^{-6}/62.5^2 + 15.2 \cdot 10^{-12} = 40.8$ пФ; $L_\mu'' = 3.16 \cdot 10^{-6} \cdot 62.5^2 = 51.4$ мГн. Резонансная частота f_p колебательного контура, определяемая выражением $f_p = (2\pi\sqrt{L_\mu'' C_\Sigma''})^{-1}$, составляет 109903 Гц ≈ 110 кГц.

На рис. 3 приведены эпюры напряжений и токов, поясняющие принцип работы резонансного преобразователя напряжения источника. Двухтактный задающий генератор M_4 формирует сигналы управления ключами преобразователя напряжения $U_{зр1}(t)$ и $U_{зр2}(t)$ с амплитудой +5 В. Частота следования импульсов $f_{зр}$ подстраивается резистором R_{16} так, чтобы выполнялось условие: $f_{зр} = f_p$. Последовательности импульсов $U_{зр1}(t)$, $U_{зр2}(t)$ поступают на логические входы драйвера MOSFET (metal-oxide-semiconductor field effect transistor) ключей M_2 , обеспечивающего необходимую амплитуду и скорость нарастания/спада тока управления затворами транзисторов $T_{2,1}$ и $T_{2,2}$.

За время $\Delta t_{он}$ нахождения ключей преобразователя напряжения в открытом состоянии энергия поступает в резонансный контур или отбирается из него. При этом амплитуда гармонического на-

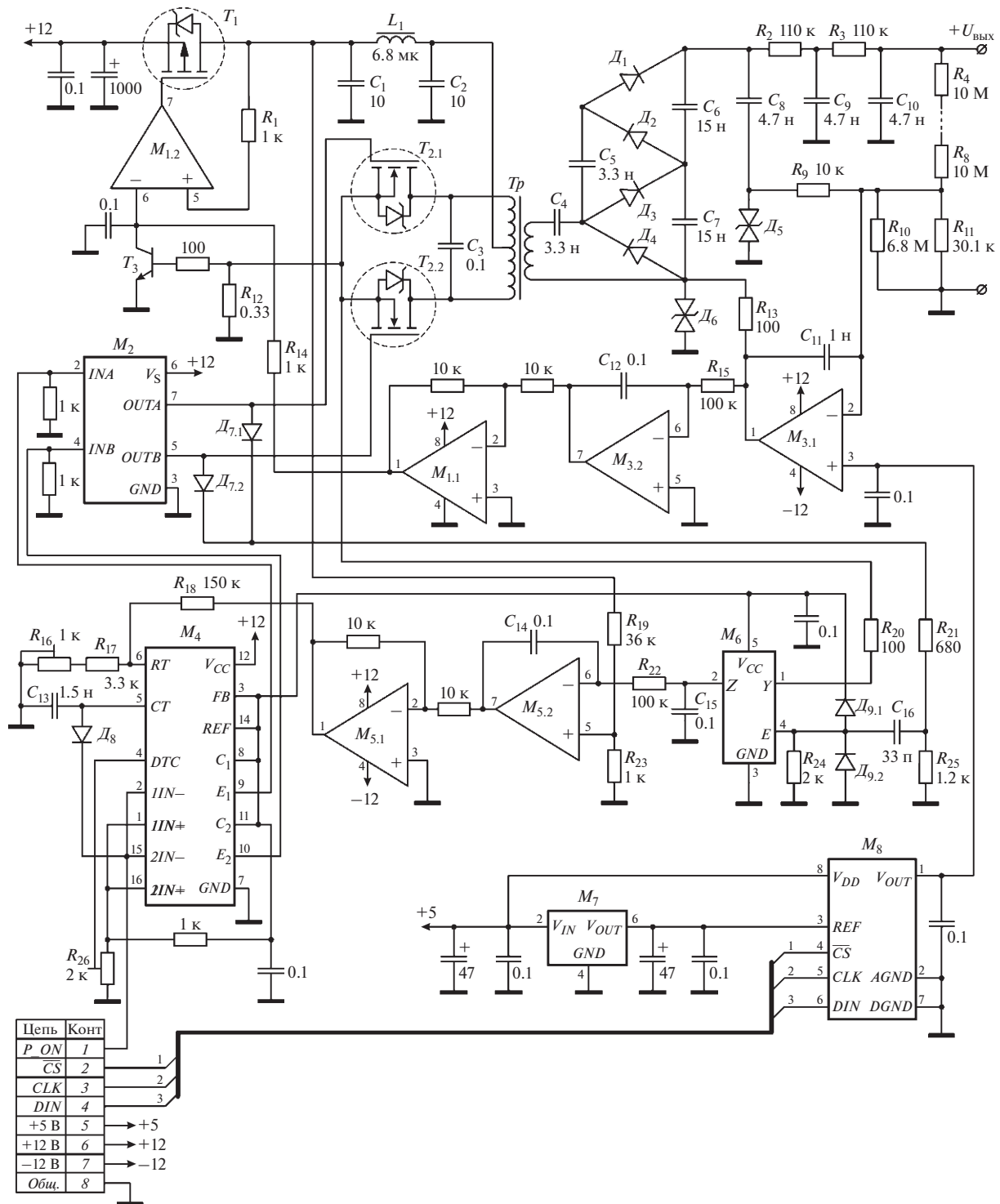


Рис. 1. Принципиальная схема прецизионного малошумящего источника высокого напряжения. M_1, M_3, M_5 – ADA4522-2, M_2 – IR4427, M_4 – TL494, M_6 – 74HC1G66, M_7 – ADR4533B, M_8 – AD5541B; T_1 – STP10P6F6, T_2 – IRF8313, T_3 – BC847; D_1 – D_4 – BYX101G, D_5, D_6 – SMBJ11CA, D_7, D_8 – BAV70, D_9 – BAV99; C_3 – C1206C104F3GEC (25 В, 0,1 мкФ, 1%), C_4 – C_7 – K15-5-N70-3000 В, C_8 – C_{10} – K15-5-N20-6300-4700±10%; R_4 – R_8 – CHV2010-FX-1005 (10 МОм, 1%, 0,5 Вт, ±100 ppm/°C).

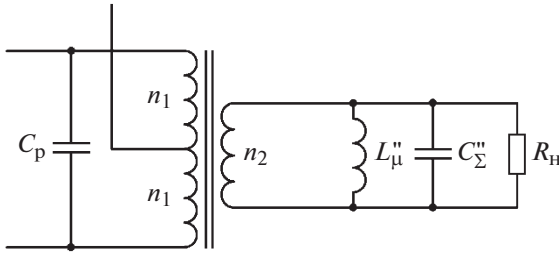


Рис. 2. Приведенная к вторичной обмотке трансформатора эквивалентная схема резонансного контура. C_p – емкость резонансного конденсатора; L_{μ}'' – приведенная индуктивность намагничивания; C_3'' – приведенная суммарная емкость вторичной обмотки.

пряжения $U_{C_3}(t)$ на резонансном конденсаторе C_3 и первичной обмотке трансформатора выравнивается с уровнем выходного напряжения р.с.н. – $U_{C_3}(t) = U_{рсн}$. Таким способом осуществляется регулирование амплитуды напряжения на вторичной обмотке трансформатора и соответственно выходного постоянного напряжения источника $U_{вых}$.

Длительность Δt_{on} регулируется резистором R_{26} в диапазоне $(0.05-0.15)T_{зг}$, где $T_{зг}$ – период следования импульсов задающего генератора ($T_{зг} = 9$ мкс). Экспериментально определенная оптимальная длительность Δt_{on} составляет ~ 1.3 мкс.

На рис. 4 приведен пример осциллограмм напряжения сток–исток $U_{си}(t)$ и тока стока $I_c(t)$ транзисторов $T_{2,1}$, $T_{2,2}$. Как видно из эюр напряжения на ключах (рис. 3, 4), резонансный преобразователь напряжения источника обеспечивает режим коммутации транзисторов при нулевом напряжении сток–исток.

Умножитель напряжения выполнен по несимметричной схеме учетверения напряжения ($k_{ун} = 4$) с использованием диодов, имеющих “мягкую” характеристику восстановления, которая обеспечивает низкий уровень высокочастотных помех и выбросов напряжения при переключении диодов.

Стабильность коэффициента деления высоковольтного делителя напряжения, входящего в цепь обратной связи контура регулирования, в значительной степени определяет стабильность выходного напряжения источника питания [1]. Верхнее плечо делителя напряжения (R_4-R_8) выполнено из пяти последовательно включенных толстопленочных высоковольтных чип-резисторов СНV2010-FX-1005 фирмы “Kemet” с температурным коэффициентом сопротивления ± 100 ppm/°C, обеспечивающих необходимый запас по рассеиваемой мощности ($P_{рас} = 0.5$ Вт). В нижнем плече делителя напряжения (R_{10} , R_{11}) использованы

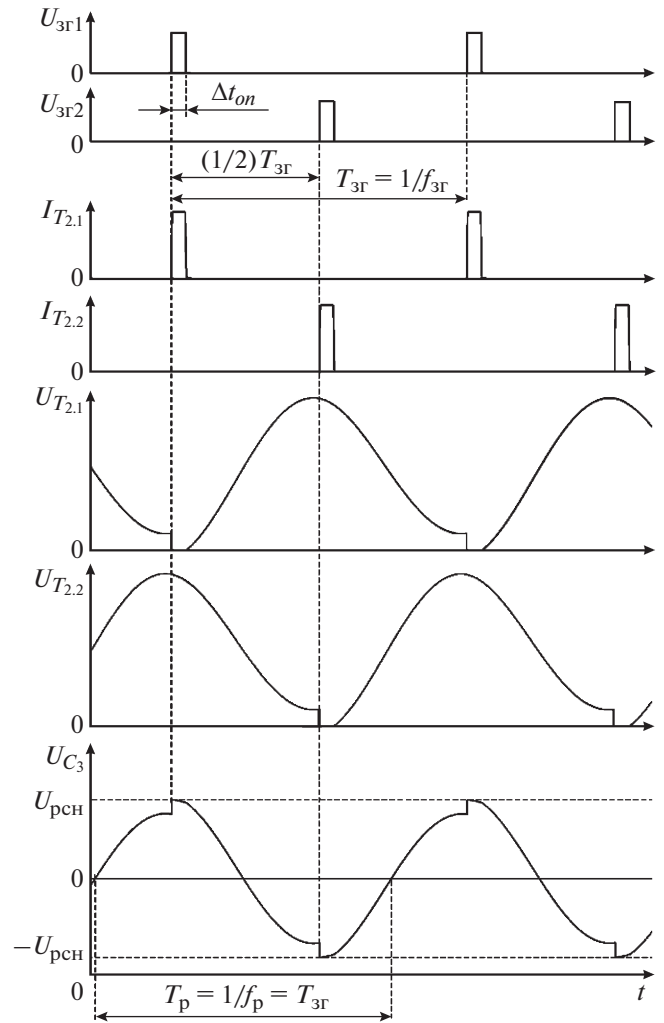


Рис. 3. Эпюры, поясняющие работу резонансного преобразователя напряжения. $U_{зг1}$, $U_{зг2}$ – напряжения на выходах двухтактного задающего генератора; $I_{T_{2,1}}$, $I_{T_{2,2}}$ – токи, протекающие через ключи $T_{2,1}$ и $T_{2,2}$; $U_{T_{2,1}}$, $U_{T_{2,2}}$ – напряжения на ключах; U_{C_3} – напряжение на резонансном конденсаторе; $U_{рсн}$ – амплитуда напряжения на выходе регулируемого стабилизатора напряжения; Δt_{on} – интервал открытого состояния ключей; $f_{зг}$, $T_{зг}$ – частота и период следования импульсов задающего генератора; f_p – собственная частота резонансного контура.

чип-резисторы CR1206-FX того же производителя, но меньшего типоразмера, имеющие аналогичный температурный коэффициент сопротивления.

Амплитуда выходного напряжения источника в режиме холостого хода при разомкнутой петле обратной связи и без учета потерь определяется выражением $U_{вых} = k_{тр} k_{ун} U_{рсн}$. Для стабилизированного выходного напряжения источника можно записать:

$$U_{\text{вых}} = k_{\text{пр}} U_{\text{р.с.н.}}, \quad (1)$$

где $k_{\text{пр}} \approx 458.3$ – эквивалентный коэффициент преобразования. Диапазон 0–12 В регулирования напряжения $U_{\text{р.с.н.}}$ обеспечивает рабочий диапазон выходного напряжения источника 0–5.5 кВ.

Регулируемый стабилизатор напряжения выполнен по схеме линейного стабилизатора с малым падением напряжения (LDO – Low Dropout). В качестве регулирующего элемента T_1 используется p -канальный Power MOSFET-транзистор STP10P6F6 со сверхмалым сопротивлением в открытом состоянии (~ 0.13 Ом), за счет чего разница между максимальным выходным напряжением р.с.н. и питающим напряжением +12 В при максимальной выходной мощности источника не превышает 50 мВ. Транзистор также обладает сверхмалым “открывающим” зарядом затвора, что исключает необходимость применения буферного каскада на выходе усилителя ошибки $M_{1,2}$.

Уровень выходного напряжения р.с.н. определяется опорным напряжением $U_{\text{оп}}$ $M_{1,2}$ ($U_{\text{р.с.н.}} = U_{\text{оп}}$). Особенностью стабилизатора на p -канальном транзисторе является использование инвертирующего входа $M_{1,2}$ в качестве входа опорного напряжения [7]. Фильтр нижних частот $C_1-L_1-C_2$ предотвращает влияние коммутационных шумов преобразователя напряжения на устойчивость и точность работы контура обратной связи.

Суммарная нестабильность выходного напряжения р.с.н. не зависит от стабильности питающего напряжения и определяется характеристиками $M_{1,2}$ и нестабильностью по дрейфу и шумам опорного напряжения $U_{\text{оп}}$. Соответственно р.с.н. обеспечивает стабильность выходного напряжения источника по входу как по дрейфу, так и по шумам питающего напряжения [1, 8]. Выполненный по схеме LDO-стабилизатора р.с.н. также позволяет использовать одно питающее напряжение +12 В как для силовой части источника, так и для цепей управления и контроля (см. рис. 1).

Контур стабилизации выходного напряжения выполнен по топологии, реализующей пропорционально-интегральный закон регулирования [9]. $M_{3,1}$ сравнивает напряжение обратной связи, снимаемое с нижнего плеча делителя напряжения, с выходным напряжением управляемого источника опорного напряжения (у.и.о.н.). Напряжение рассогласования с выхода усилителя ошибки подается на неинвертирующий интегратор, выполненный на операционных усилителях $M_{3,2}$, $M_{1,1}$. Выходное напряжение интегратора является опорным для усилителя ошибки р.с.н.

В состав у.и.о.н. входят цифроаналоговый преобразователь (ц.а.п.) M_8 и источник опорного напряжения M_7 с выходным напряжением +3.3 В. На основе двоичного кода, поступающего на вход

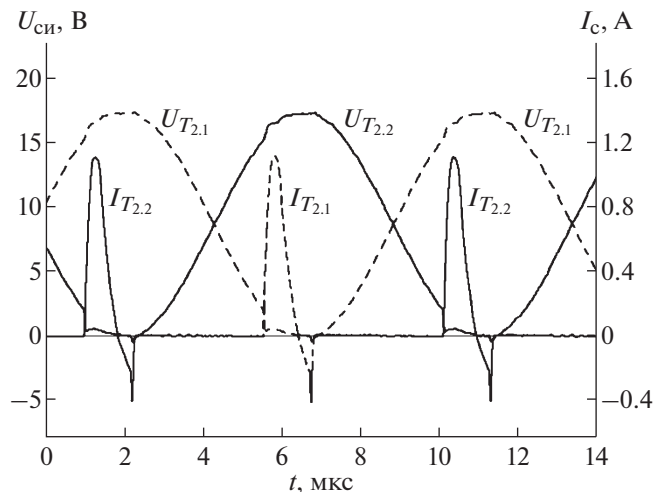


Рис. 4. Пример экспериментальных временных зависимостей напряжения сток–исток $U_{\text{си}}(t)$ и тока стока $I_{\text{с}}(t)$ MOSFET-транзисторов $T_{2,1}$, $T_{2,2}$ резонансного преобразователя напряжения.

ц.а.п. по шине данных от управляющего микроконтроллера канала питания источника ионов, у.и.о.н. формирует высокостабильное выходное напряжение $U_{\text{ион}}$. Диапазон 0–3.3 В изменения напряжения $U_{\text{ион}}$ обеспечивает регулирование выходного напряжения р.с.н. от 0 до 12 В.

В соответствии с выражением (1) стабильность напряжения $U_{\text{р.с.н.}}$ напрямую влияет на стабильность выходного напряжения источника и определяет такие его параметры, как точность и повторяемость, временная и температурная нестабильности. Кроме того, уровень фликкер-шума ($1/f$ -шума) на выходе р.с.н., приведенный к выходу источника через коэффициент $k_{\text{пр}}$, определяет уровень пульсаций высокого напряжения в частотном диапазоне 0.1–10 Гц.

Основными причинами нестабильности выходного напряжения р.с.н. являются:

- нестабильность напряжения смещения, $1/f$ -шум и температурная нестабильность операционных усилителей контура регулирования выходного напряжения источника (M_1 , M_3);
- краткосрочная и долговременная нестабильности, смещение и температурный дрейф выходного напряжения у.и.о.н., уровень $1/f$ -шума на его выходе.

Учитывая вышеизложенное, оптимальным решением является применение в цепях управления интегральных усилителей, выполненных по топологии модулятор–демодулятор. В качестве M_1 – M_3 использованы микросхемы ADA4522-2 сдвоенных усилителей типа модулятор–демодулятор со встроенными цепями автоматической коррекции смещения и подавления высокоча-

стотных пульсаций [10]. Операционные усилители микросхемы имеют сверхмалое напряжение смещения (типичное значение 1 мкВ) с температурным дрейфом 4 нВ/°С и малый (менее 50 пА) ток смещения (все параметры приведены для напряжения питания ± 12 В). Кроме того, плоская частотная зависимость спектральной плотности напряжения шумов, характерная для усилителей типа модулятор–демодулятор, обеспечивает малый уровень $1/f$ -шума – размах амплитуды напряжения шумов в диапазоне 0.1–10 Гц на выходе не превышает 0.12 мкВ.

Управляемый источник опорного напряжения выполнен на основе прецизионного 16-разрядного ц.а.п. AD5541В с частично сегментированной $R-2R$ резистивной матрицей [11] и высокостабильного интегрального источника опорного напряжения ADR4533В [12]. Нагрузочная способность M_7 исключает необходимость применения буферного усилителя, а согласование выходного сопротивления (6.3 кОм) резистивной матрицы ц.а.п. M_8 обеспечивается за счет высокого входного сопротивления по синфазному сигналу прямого входа $M_{3.1}$.

Основываясь на результатах анализа составляющих суммарной нестабильности напряжения $U_{\text{ион}}$ [13], можно выделить параметры у.и.о.н., оказывающие определяющее влияние на точность и стабильность выходного напряжения источника. К таким параметрам относятся точность установления напряжения, температурный дрейф и уровень $1/f$ -шума.

Точность установления выходного напряжения у.и.о.н. определяется абсолютной разрешающей способностью ц.а.п. и суммарной нескорректированной ошибкой напряжения у.и.о.н. Шаг квантования выходного напряжения ц.а.п. M_8 (младший значащий бит (м.з.б.)) составляет 50.2 мкВ. Суммарная ошибка смещения, определяемая начальной точностью микросхемы M_7 (± 650 мкВ) и ошибкой смещения нуля ц.а.п. (± 35 мкВ), устраняется за счет калибровки источника перед эксплуатацией [14]. В результате суммарная нескорректированная ошибка у.и.о.н. составляет ± 0.65 м.з.б. (~ 10 ppm от полного диапазона $U_{\text{ион}}$) и определяется интегральной нелинейностью ц.а.п. (± 0.5 м.з.б.) и нестабильностью напряжения M_7 по нагрузке (± 0.4 м.з.б.) (сопротивление инверсной $R-2R$ матрицы по входу опорного напряжения зависит от входного кода ц.а.п. [11]). Фликкер-шум на выходе ц.а.п. M_8 имеет максимальную амплитуду на краях диапазона выходного напряжения и определяется суммой фликкерных шумов M_7 и резистивной матрицы ц.а.п. Размах напряжения $1/f$ -шума на выходе у.и.о.н. составляет 2.1 мкВ (~ 0.04 м.з.б.) и преимущественно определяется фликкер-шумом M_7

(уровень шума $R-2R$ матрицы ц.а.п. AD5541В в частотном диапазоне 0.1–10 Гц не превышает 0.13 мкВ от пика до пика).

Доминирующей составляющей суммарной нестабильности выходного напряжения у.и.о.н. является температурный дрейф, значение которого определяется температурным коэффициентом напряжения M_7 , равным 2 ppm/°С (температурный коэффициент напряжения ц.а.п. M_8 не превышает 0.05 ppm/°С). В достаточно узком рабочем температурном диапазоне, от +20 до +50°С, определяемом спецификой применения источника, температурный дрейф выходного напряжения у.и.о.н. составляет ± 200 мкВ (± 60 ppm от полного диапазона).

Проведенный анализ составляющих суммарной нестабильности выходного напряжения р.с.н. показывает, что применение усилителей типа модулятор–демодулятор позволяет минимизировать влияние активных элементов контура регулирования на стабильность напряжения $U_{\text{р.с.н}}$ и, соответственно, $U_{\text{вых}}$. При этом:

- краткосрочная и долговременная нестабильности, начальная точность и повторяемость выходного напряжения источника определяются параметрами M_7 ;

- температурный коэффициент выходного напряжения источника определяется температурной нестабильностью делителя напряжения и температурным коэффициентом напряжения M_7 ;

- так как р.с.н. компенсационного типа обеспечивает подавление шумов питающего напряжения в полосе фликкер-шума, то пульсации выходного напряжения источника в полосе частот 0.1–10 Гц определяются только $1/f$ -шумом M_7 .

Для подавления пульсаций выходного напряжения источника в частотном диапазоне выше 10 Гц используется дополнительный быстродействующий контур регулирования, выполняющий функцию активного компенсационного фильтра пульсаций [15]. В состав контура входят следующие элементы схемы: делитель напряжения; RC -цепочка C_8, R_9 ; усилитель ошибки $M_{3.1}$; резистор R_{13} ; умножитель напряжения.

Согласно рис. 1, вывод низкого потенциала умножителя напряжения не имеет прямой связи с общей шиной источника. Выходной ток умножителя протекает по цепи “высоковольтный вывод умножителя–фильтр нижних частот–нагрузка–общая шина–гальванически связанные с общей шиной цепи питания выходного каскада $M_{3.1}$ –выход $M_{3.1}$ – R_{13} –вывод низкого потенциала умножителя напряжения”. Управляющим воздействием контура регулирования является компенсирующее напряжение $U_k(t)$ между выводом низкого потенциала умножителя напряжения и общей шиной.

$M_{3.1}$ сравнивает напряжение обратной связи U_{oc} , поступающее на измерительный вход с выхода умножителя напряжения через RC -цепочку C_8 , R_9 , с опорным напряжением $U_{уион}$ и формирует на выводе низкого потенциала умножителя напряжение $U_k(t)$, обеспечивающее сохранение равенства $U_{oc} = U_{уион}$. В частности, если на выходе умножителя напряжения возникнет импульсная помеха положительной полярности (см. рис. 5), то $M_{3.1}$ сформирует на выводе низкого потенциала умножителя компенсирующий импульс идентичной формы и амплитуды, имеющий отрицательную полярность относительно общей шины.

Максимальная амплитуда напряжения $U_k(t)$ ограничена уровнем $-12 \leq U_k \leq +12$ В питающих напряжений усилителя типа модулятор–демодулятор $M_{3.1}$, имеющего “rail-to-rail” выход. Так как на измерительный вход $M_{3.1}$ также подается напряжение обратной связи с выхода делителя напряжения, то рассмотренная схема позволяет компенсировать динамические изменения выходного напряжения источника, лежащие в указанных пределах. Таким образом, применение активного фильтра пульсаций также улучшает динамическую стабильность источника, ограниченную быстродействием основного контура регулирования.

Симметричные супрессоры D_5 , D_6 с напряжением пробоя ~ 12.3 В обеспечивают защиту выхода и измерительного входа усилителя ошибки $M_{3.1}$ от перенапряжений.

Выходное напряжение $M_{3.1}$ содержит суммарный сигнал рассогласования двух контуров регулирования: основного инерционного и быстродействующего компенсирующего. Выделение управляющего воздействия основного контура – опорного напряжения усилителя ошибки $M_{1.1}$ р.с.н. – осуществляется благодаря передаточной функции интегратора ($M_{3.2}$, $M_{1.1}$).

Эффективность применения рассмотренного активного фильтра для подавления пульсаций, широкополосного шума и импульсных помех иллюстрируют осциллограммы, приведенные на рис. 5. Размах пульсаций постоянного выходного напряжения источника, измеренный в частотном диапазоне от 100 Гц до 1 МГц при максимальной выходной мощности, не повышает 3.3 мВ.

Температурная нестабильность параметров элементов колебательного контура, в частности емкости резонансного конденсатора и магнитного сопротивления сердечника трансформатора, а также ряд других факторов приводят к нестабильности собственной резонансной частоты контура при работе источника. Используемый в схеме задающий генератор M_4 (будет рассмотрен ниже) также не является высокостабильным. Для компенсации расстройки (разности) между частотами $f_{зг}$ и f_p разработана схема автоматиче-

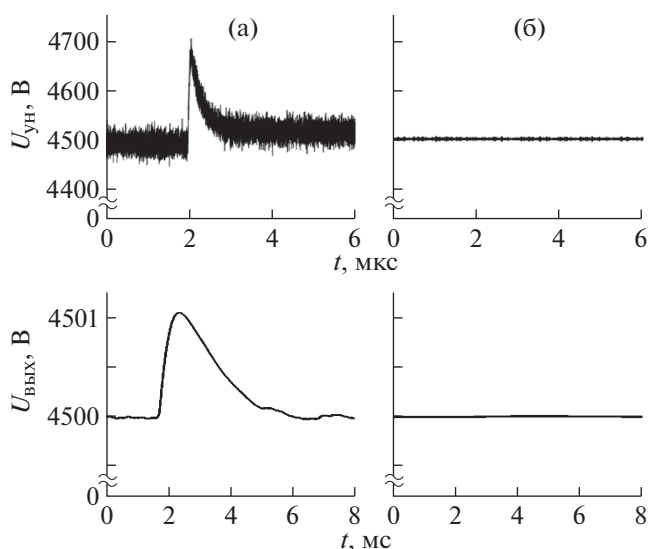


Рис. 5. Сравнительные экспериментальные временные зависимости выходного напряжения $U_{ВЫХ}(t)$ источника высокого напряжения и умножителя напряжения $U_{УН}(t)$, полученные при отключенном (а) и действующем (б) активном фильтре пульсаций.

ской подстройки частоты (а.п.ч.) задающего генератора. Основными функциональными узлами схемы а.п.ч. являются детектор частотного рассогласования, выходной сигнал которого пропорционален разности $f_{зг}$ и f_p , и интегрирующий усилитель ошибки, формирующий управляющее воздействие на задающий генератор. В детекторе используется оригинальный алгоритм, основанный на анализе формы фронтов импульсов тока через ключи резонансного преобразователя напряжения. На выходе первичного датчика тока (резистивный шунт R_{12} на рис. 1) формируется последовательность импульсов напряжения $U_{R_{12}}(t)$ с частотой следования $2f_{зг} \approx 220$ кГц, повторяющих по форме импульсы тока истока транзисторов $T_{2.1}$ и $T_{2.2}$. Как видно из рис. 6, форма импульсов $U_{R_{12}}(t)$, в частности длительность их фронта, зависит от соотношения частот $f_{зг}$ и f_p . Детектор частотного рассогласования формирует постоянное напряжение $U_{изм}$, пропорциональное амплитудному значению тока через транзисторы преобразователя напряжения в пределах короткого измерительного интервала $\Delta t_{изм} = 70$ нс (на рис. 6 для упрощения восприятия длительность $\Delta t_{изм}$ увеличена относительно длительности открытого состояния ключей $\Delta t_{от} \approx 1.3$ мкс).

Для выделения из импульсной последовательности $U_{R_{12}}(t)$ коротких импульсов длительностью $\Delta t_{изм}$ (на рис. 6 выделены заливкой) используется аналоговый коммутатор M_6 . Импульсы управления коммутатором формируются следующим об-

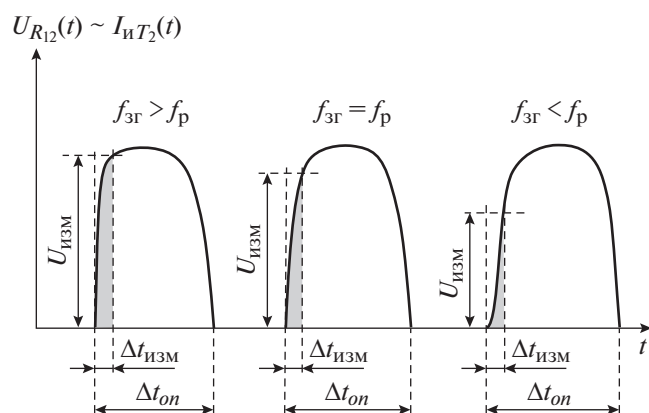


Рис. 6. Упрощенные временные диаграммы напряжения на токовом шунте R_{12} при различном соотношении частот задающего генератора $f_{3г}$ и собственной частоты резонансного контура f_p , поясняющие работу детектора расстройки частот. $U_{изм}$ – максимальная амплитуда напряжения $U_{R_{12}}(t)$ на измерительном интервале $\Delta t_{изм}$; $\Delta t_{он}$ – интервал открытого состояния ключей.

разом. Выводные импульсы драйвера управления затворами MOSFET-транзисторов M_2 “суммируются” диодами $D_{7,1}$ и $D_{7,2}$. На резисторе R_{25} формируется импульсная последовательность с частотой следования ~ 220 кГц и амплитудой $\sim +5.6$ В, определяемой коэффициентом деления резистивного делителя напряжения: R_{21}, R_{24}, R_{25} . Диоды D_9, D_{10} выделяют из импульсной последовательности, продифференцированной цепочкой $C_{16}-R_{24}$, импульсы положительной полярности, фронты которых совпадают по времени с фронтами импульсов управления ключами преобразователя напряжения, и ограничивают их амплитуду уровнем $+5$ В внутреннего источника опорного напряжения микросхемы M_4 . В результате на управляющем входе аналогового коммутатора M_6 формируется последовательность ограниченных по амплитуде экспоненциальных импульсов напряжения с коротким фронтом и длительностью до полуспада ~ 70 нс (определяется номиналами элементов C_{16}, R_{24}). Для микросхемы одноканального аналогового ключа 74НС1G66 при напряжении питания $+5$ В (ключ M_6 питается от внутреннего источника опорного напряжения микросхемы M_4) напряжение высокого уровня по управляющему входу составляет $2.5-5$ В [16]. Соответственно форма импульсов напряжения на управляющем входе обеспечивает гарантированное открытие аналогового ключа M_6 на время интервала измерения $\Delta t_{изм}$.

Последним каскадом детектора частотного рассогласования является амплитудный детектор

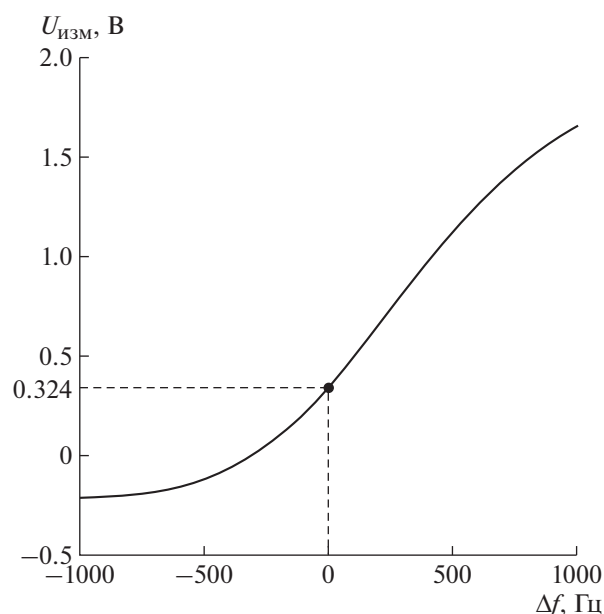


Рис. 7. Пример экспериментальной зависимости напряжения $U_{изм}(\Delta f)$ на выходе детектора расстройки частот схемы автоподстройки частоты задающего генератора от значения абсолютной расстройки $\Delta f = f_{3г} - f_p$, где $f_{3г}$ и f_p – частота задающего генератора и собственная частота резонансного контура соответственно; график получен при максимальном выходном напряжении регулируемого стабилизатора напряжения $U_{рст} = +12$ В.

(C_{15}, R_{22}), выходное напряжение $U_{изм}$ которого подается на измерительный вход интегрирующего усилителя ошибки ($M_{5,2}$ и $M_{5,1}$). На рис. 7 приведен пример экспериментально полученной зависимости $U_{изм}(\Delta f)$ выходного напряжения детектора от абсолютной расстройки частот Δf резонансного преобразователя напряжения, где $\Delta f = f_{3г} - f_p$.

Так как напряжение $U_{изм}$ зависит также от выходного напряжения р.с.н.: $U_{изм}(\Delta f, U_{рст})$, то для формирования опорного напряжения $U_{оп}$ интегрирующего усилителя ошибки схемы а.п.ч. используется делитель напряжения R_{19}, R_{23} , включенный параллельно выходу р.с.н. Коэффициент деления был определен экспериментально, путем измерения значения напряжения $U_{изм}(\Delta f, U_{рст})$ при $\Delta f = 0$ и изменении напряжения $U_{рст}$ в пределах рабочего диапазона.

В качестве задающего генератора M_4 использована микросхема TL494 многофункционального контроллера для импульсных преобразователей с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения. Спецификация микросхемы не предусматривает регулировку частоты $f_{3г}$ внешним сигналом управления, но внутренняя структура частото задающего каскада [17] позволяет реализовать такую возможность. В состав каскада

входит токовое зеркало Уилсона [8], выходной ток которого $I_{зар}$, заряжающий конденсатор C_{13} , определяется управляющим током: $I_{зар} = I_{упр}$. Ток $I_{упр}$ протекает под воздействием напряжения +5 В внутреннего источника микросхемы через канал коллектор–эмиттер управляющего транзистора токового зеркала и последовательно соединенные резисторы R_{16} и R_{17} . При достижении линейно нарастающим напряжением на конденсаторе C_{13} значения 3 В срабатывает пороговая схема быстрого разряда конденсатора, и цикл заряда повторяется. Период пилообразного напряжения на емкости C_{13} составляет $T = 3C_{13}/I_{упр}$, а частота следования импульсов на выводах 9, 10 микросхемы M_4 в двухтактном режиме $f_{зг} = I_{упр} / (6C_{13})$ [17].

В рассматриваемой схеме источника выход интегрирующего усилителя ошибки схемы а.п.ч. соединен с выводом 6 M_4 через резистор R_{18} . При этом значение тока $I_{упр}$ определяется разностью двух токов: один – через резисторы R_{16} , R_{17} , другой – через резистор R_{18} , т.е. $I_{упр} = I_{R_{16}+R_{17}} - I_{R_{18}}$. Ток $I_{R_{16}+R_{17}}$ определяется как: $I_{R_{16}+R_{17}} = 3.6 / (R_{16} + R_{17})$, где 3.6 В – напряжение на выводе 6 микросхемы M_4 (разность между напряжением внутреннего источника опорного напряжения и падением напряжения на эмиттерных переходах выходных транзисторов токового зеркала). Ток $I_{R_{18}}$ можно выразить через выходное напряжение интегрирующего усилителя ошибки: $I_{R_{18}} = (U_{иyo} - 3.6) / R_{18}$. Тогда для частоты задающего генератора можно записать:

$$f_{зг} = \frac{1}{6C_{13}} \left(\frac{3.6}{R_{16} + R_{17}} + \frac{3.6}{R_{18}} - \frac{U_{иyo}}{6R_{18}} \right). \quad (2)$$

Так как $U_{иyo} \sim \Delta f$, то рассмотренный способ управления частотой задающего генератора M_4 внешним напряжением $U_{иyo}$ позволяет замкнуть контур регулирования схемы а.п.ч.

Резистором R_{16} частота задающего генератора настраивается в резонанс с собственной частотой контура преобразователя напряжения. При отсутствии расстройки частот $f_{зг}$ и f_p напряжение $U_{иyo} = 0$, а частота $f_{зг}$, в соответствии с (2), определяется только элементами R_{16} , R_{17} , R_{18} и C_{13} : $f_{зг} = (0.6/C_{13})(1/(R_{16} + R_{17}) + 1/R_{18}) \approx 110$ кГц.

При возникновении положительной расстройки частот, $f_{зг} > f_p$, $\Delta f > 0$, напряжение рассогласования на выходе будет иметь положительную полярность ($U_{иyo} > 0$), что, в соответствии с (2), приведет к уменьшению частоты задающего генератора M_4 до значения, при котором равенство частот $f_{зг}$ и f_p будет восстановлено. Аналогично, при возникновении отрицательной расстройки частот ($f_{зг} < f_p$, $\Delta f < 0$, $U_{иyo} < 0$) схема а.п.ч. повысит частоту задающего генератора.

Токовый шунт R_{12} также используется как датчик тока схемы защиты источника от перегрузок и токов короткого замыкания, которая работает по принципу ограничения на время перегрузки напряжения питания преобразователя напряжения. Транзистор T_3 шунтирует вход опорного напряжения $M_{1,2}$, тем самым уменьшая выходное напряжение р.с.н. При возникновении долговременного короткого замыкания, вызванного неисправностью нагрузки или высоковольтной части устройства, падение напряжения на шунте R_{12} стабилизируется на уровне, при котором ток, протекающий через ключи $T_{2,1}$ и $T_{2,2}$, не приводит к выходу их из строя.

Низкий уровень помех резонансного преобразователя напряжения позволил отказаться от экранирования печатной платы источника, размещенной в одном корпусе с платами автономных преобразователей напряжения, предназначенных для формирования потенциалов электродов ионно-оптической системы и электронной пушки источника ионов.

Прецизионный малошумящий источник высокого напряжения имеет следующие основные характеристики: диапазон регулирования выходного напряжения $U_{вых}$ от 0 до 5500 В с шагом 84 мВ; максимальный ток нагрузки 1 мА; погрешность установления выходного напряжения ± 20 ppm от полного диапазона $U_{вых}$; размах шумов и пульсаций (при $U_{вых} = 5500$ В и $I_n = 1$ мА) в частотном диапазоне 0.1–10 Гц не более 3.5 мВ, в частотном диапазоне выше 10 Гц – не более 3.3 мВ; дрейф выходного напряжения (после 30 мин прогрева) не более 50 ppm/ч; температурный коэффициент напряжения (в диапазоне температур 20–50°C) – 50 ppm/°C. По техническим характеристикам разработанный источник высокого напряжения не уступает промышленно выпускаемым высоковольтным модулям для аналитических установок с аналогичным выходным напряжением и мощностью, позиционируемым как прецизионные источники с малым уровнем пульсаций, например [18]. Также разработанный источник обеспечивает требования к относительной стабильности ускоряющего напряжения статических масс-спектрометров для проведения прецизионных измерений изотопного состава: дрейф напряжения 50–100 ppm/ч; размах пульсаций не более 1–2 ppm [2].

Теоретически температурная нестабильность выходного напряжения источника может быть уменьшена за счет использования специализированного высоковольтного делителя с очень малым температурным коэффициентом и применения термостатированного или термокомпенсированного источника опорного напряжения. Однако на практике такое решение приведет к значительному удорожанию устройства.

Разработанный источник на протяжении года эксплуатировался в составе канала питания источника ионов масс-спектрометрического комплекса для определения изотопного состава инертных газов. Как показал ряд проведенных экспериментов, в частности, по изучению изотопного состава грунтовых и глубокозалегающих межпластовых вод [19], полученная стабильность ускоряющего напряжения ионного источника позволила повысить точность и сходимость результатов, получаемых при длительных измерениях изотопных отношений.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена 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. *Скэйпелатти К.* Высоковольтные источники питания для аналитической аппаратуры: Справочное руководство по высоковольтному оборудованию. Spellman High Voltage Electronics Corp. 2018. Ред. 6. С. 54–58.
2. *Сысоев А.А., Артаев В.Б., Кащеев В.В.* Изотопная масс-спектрометрия. М.: Энергоатомиздат, 1993.
3. *Рахманов В.В., Бакакин Г.В., Главный В.Г., Меледин В.Г., Наумов И.В.* // ПТЭ. 2006. № 5. С. 90.
4. *Трубицын А.А., Грачев Е.Ю., Морозов Д.А., Полонский Б.А., Серебряков А.Е.* // ПТЭ. 2019. № 5. С. 52. <https://doi.org/10.1134/s003281621904030x>
5. *Forouzesh M., Siwakoti Y.P., Gorji S.A., Blaabjerg F., Lehman B.* // IEEE Transactions on Power Electronics. 2017. V. 32. № 12. P. 9143. <https://doi.org/10.1109/tpel.2017.2652318>
6. *Peretz M.M., Ben-Yaakov S.* // 23rd IEEE Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel. 2004. P. 52. <https://doi.org/10.1109/eeei.2004.1361086>
7. *Кузьминов А.* // Современная электроника. 2012. № 7. С. 28.
8. *Linden T. Harrison.* Current Sources and Voltage References. Amsterdam, NY.: Elsevier-Newnes, 2005. <https://doi.org/10.1016/b978-0-7506-7752-3.x5023-0>
9. *Christophe P. Basso.* Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies. Norwood: Artech House, 2012.
10. ADA4522-2 Data sheet. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4522-1_4522-2_4522-4.pdf
11. AD5541/AD5542 Data sheet. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5541_5542.pdf
12. ADR4533 Data sheet. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adr4520_4525_4530_4533_4540_4550.pdf
13. *Fry D.* Calculating the Error Budget in Precision Digital-to-Analog Converter (DAC) Applications. MAXIM Application Note 4300. 2008. <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN4300.pdf>
14. *Eielsen A.A., Fleming A.J.* // Rev. Sci. Instrum. 2017. V. 88. № 9. P. 094702. <https://doi.org/10.1063/1.5000974>
15. *Nasiri A.* // Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. (6–7 Sept. 2005. Chicago) 2005. P. 168. <https://doi.org/10.1109/vppc.2005.1554551>
16. 74HC1G66; 74HCT1G66 Single-Pole Single-Throw Analog Switch. Nexperia Data Sheet. 2008. https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/74HC_HCT1G66.pdf
17. Designing Switching Voltage Regulators with the TL494. Texas Instruments Application Report. Sept. 2011. <https://www.ti.com/lit/an/slva001e/slva001e.pdf>
18. Matsusada Precision. Ultra-low ripple HV Power Supply. VPS Series. https://www.matsusada.com/product/uploads/vps_datasheet_r7en.pdf
19. *Gannibal M.A., Kolobov V.V., Barry P.H., Tyne R.L., Tarakanov S.V., Tolstikhin I.N.* // Chemical Geology. 2020. V. 533. P. 119442. <https://doi.org/10.1016/j.chemgeo.2019.119442>