

ЭЛЕКТРОНИКА И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.316.721+621.317.42

СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

© 2019 г. В. В. Колобов^{а,*}, М. Б. Баранник^{а,**}

^а 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: l_i@mail.ru

**e-mail: maxbar@ien.kolasc.net.ru

Поступила в редакцию 07.03.2019 г.

После доработки 07.03.2019 г.

Принята к публикации 16.03.2019 г.

Описана недорогая система регулирования и стабилизации индукции электромагнита на основе интегрального датчика Холла. Основным функциональным блоком системы является прецизионный регулируемый источник стабильного тока с цифровым управлением и регулирующим звеном на основе силового м.о.п.-транзистора, работающего в области насыщения. Для регулирования индукции используется сигнал с датчика магнитного поля, а для стабилизации — отрицательная обратная связь по току электромагнита. При таком способе $1/f$ -шум датчика Холла не влияет на стабильность индукции электромагнита, а дрейфовые и шумовые характеристики системы определяются параметрами используемого источника опорного напряжения. Для стабилизации положения рабочей точки транзистора в области насыщения во всем диапазоне рабочих токов используется схема контроля напряжения сток—исток. Разработанная система применяется для управления индукцией магнитного анализатора масс-спектрометра МИ1201ИГ и обеспечивает следующие характеристики регулирования индукции: рабочая полоса частот 0—10 Гц; диапазон регулирования от 0 до 0.4 Тл с шагом 1.5 мкТл; суммарная нестабильность по дрейфу и шумам не хуже $\pm 2 \cdot 10^{-6}$ Тл за 20 мин в диапазоне рабочих температур от 20 до 50°C.

DOI: 10.1134/S0032816219050070

Одним из функциональных узлов масс-спектрометра МИ1201ИГ [1] является канал регулирования и стабилизации индукции магнитного поля масс-анализатора. В статическом магнитном масс-анализаторе развертка спектра масс осуществляется путем изменения индукции магнитного поля. В режиме сканирования спектра масс источник питания должен обеспечивать в межполюсном зазоре электромагнита масс-анализатора индукцию, изменяемую по необходимому закону, а в статическом режиме — при измерении ионного тока методом накопления — осуществлять долговременную прецизионную стабилизацию требуемого значения магнитной индукции.

Рабочий диапазон изменения индукции электромагнита анализатора $B_{\text{МА}}$ составляет 0—0.4 Тл, что соответствует диапазону изменения тока электромагнита $I_{\text{ЭМ}}$ от 0 до 2 А. Обмотка электромагнита анализатора имеет следующие параметры: индуктивность 100 Гн, активное сопротивление 10.2 Ом. Полоса пропускания регулятора, верхняя частота которой определяется требуемой

максимальной скоростью изменения индукции $B_{\text{МА}}(t)$, составляет 0—10 Гц.

Одним из требований, предъявляемым к разрабатываемой системе, была невысокая стоимость компонентов. Исходя из этого, в качестве датчика магнитного поля был использован относительно недорогой промышленно выпускаемый интегральный датчик на основе эффекта Холла (*ИДХ*).

В схемах стабилизации индукции электромагнита, используемых в различных физических установках, может применяться метод прямой стабилизации магнитного поля, при котором в качестве сигнала обратной связи (о.с.) используется сигнал с выхода датчика магнитной индукции, в том числе *ИДХ* [2–4]. В рассматриваемом применении такая структура схемы стабилизации $B_{\text{МА}}$ не является оптимальной, так как амплитуда фликкер-шума ($1/f$ -шума) современных *ИДХ* [5] на порядки превышает фликкер-шум других активных компонентов схемы стабилизации тока электромагнита и, соответственно, будет ограничивать точность стабилизации индукции масс-анализатора.

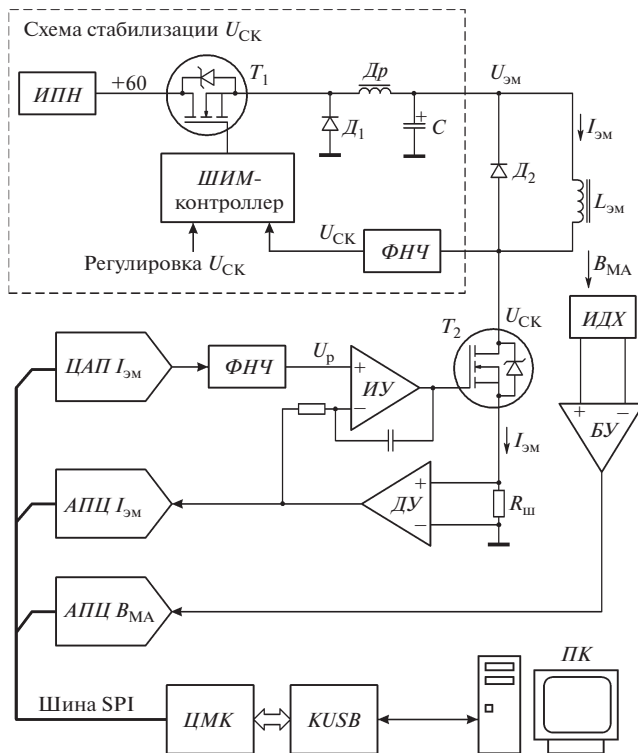


Рис. 1. Структурная схема канала регулирования и стабилизации магнитного поля. ИПН — источник постоянного напряжения; ФНЧ — фильтр нижних частот; ИДХ — интегральный датчик магнитного поля на эффекте Холла; ЦАП $I_{ЭМ}$ — цифроаналоговый преобразователь регулирования тока электромагнита; АЦП $I_{ЭМ}$, АЦП $B_{МА}$ — аналого-цифровые преобразователи каналов измерения тока электромагнита и индукции магнитного анализатора; ИУ — интегрирующий усилитель ошибки; БУ — буферный усилитель; ДУ — дифференциальный усилитель; ЦМК — центральный микроконтроллер; KUSB — контроллер шины USB; ПК — персональный компьютер; ШИМ — широтно-импульсная модуляция; $U_{СК}$ — напряжение стока транзистора T_2 относительно общего провода (напряжение сток–корпус).

Поэтому в разработанной схеме (рис. 1) стабилизируется ток электромагнита анализатора $I_{ЭМ}$ и одновременно измеряется индукция магнитного поля $B_{МА}$. На основе измерительной информации о величине $B_{МА}$, поступающей с ИДХ, проводится коррекция тока электромагнита $I_{ЭМ}$.

Измерительная информация о текущем значении $I_{ЭМ}$ и $B_{МА}$ в цифровом виде поступает на центральный микроконтроллер (ЦМК) блока стабилизации магнитного поля, который отправляет ее на управляющий персональный компьютер (ПК). ЦМК также выводит текущие значения $I_{ЭМ}$ и $B_{МА}$ на индикатор для визуального контроля.

В автоматическом режиме работа системы осуществляется под управлением программного обеспечения, установленного на управляющем ПК.

При этом используется следующий алгоритм стабилизации магнитного поля: при сканировании выбранного диапазона масс устанавливается значение тока, соответствующее начальной точке диапазона, затем производится развертка индукции анализатора $B_{МА}(t)$ за счет изменения тока электромагнита $I_{ЭМ}(t)$ по необходимому закону до значения, соответствующего конечной точке выбранного диапазона масс. Данные, измеренные ИДХ во всем диапазоне изменения тока электромагнита, обрабатываются программно — аппроксимируются линейно или параболой. По полученной аналитической зависимости $B_{МА} = f(I_{ЭМ})$ определяется ток, необходимый для создания индукции, соответствующей массовому числу, для которого требуется провести измерение ионного тока. Это значение $I_{ЭМ}$ задается и стабилизируется на время измерения ионного тока в статическом режиме.

В ручном режиме необходимое значение индукции выставляется в соответствии с показаниями индикатора $B_{МА}$. После этого система стабилизирует соответствующее значение $I_{ЭМ}$.

При использовании такого метода регулирования и стабилизации магнитного поля масс-анализатора полностью исключается влияние шумов ИДХ на точность результатов измерения ионного тока.

Проведенные исследования показали, что предельно допустимое абсолютное значение нестабильности индукции поля анализатора, не приводящее к смещению ионного пучка от центра пика масс-спектра при длительных измерениях, выраженное через ток электромагнита, составляет $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ А. Соответственно, схема питания электромагнита должна обеспечивать стабильность $I_{ЭМ}$ не хуже этого значения.

В качестве регулирующего элемента в схеме стабилизатора используется n -канальный м.о.п.-транзистор (T_2 на рис. 1), который включен между обмоткой электромагнита и общим проводом. Транзистор T_2 работает в области насыщения (рис. 2). В таком режиме транзистор можно рассматривать как источник стабильного тока [6]. Для поддержания значения напряжения сток–исток $U_{СИ}$, требуемого для фиксации положения рабочей точки в области насыщения, используется схема стабилизации напряжения на обмотке электромагнита (“Схема стабилизации напряжения сток–корпус ($U_{СК}$) транзистора T_2 ” на рис. 1).

При такой схеме включения T_2 сила тока в обмотке электромагнита в диапазоне частот 0–10 Гц определяется выражением

$$I_{ЭМ}(t) = \frac{U_p(t)}{R_{ш}}, \quad (1)$$

где $R_{ш}$ — сопротивление токового шунта, используемого как датчик тока в цепи о.с.; $U_p(t)$ — регу-

лирующее напряжение (напряжение развертки), пропорциональное индукции анализатора $B_{\text{МА}}(t)$, подаваемое на вход опорного напряжения интегрирующего усилителя ошибки ИУО (рис. 1). На второй вход ИУО поступает напряжение о.с. с выхода дифференциального усилителя ДУ, измеряющего падение напряжения на шунте. Использование интегрального закона регулирования позволяет обеспечить устойчивость схемы, нагрузка которой носит активно-индуктивный характер, уменьшает влияние шумов опорного напряжения и напряжения о.с., а также определяет астатический характер системы регулирования (отсутствие статической ошибки).

В разработанной схеме $R_{\text{ш}} = 1.5 \text{ Ом}$, соответственно при $I_{\text{эм}} = 0\text{--}2 \text{ А}$ диапазон изменения U_p составляет $0\text{--}3 \text{ В}$.

Для упрощения схемы, удерживающей рабочую точку T_2 в области насыщения, стабилизируется не напряжение $U_{\text{СИ}}$, а напряжение стока T_2 относительно общего провода — $U_{\text{СК}}$ является суммой напряжений $U_{\text{СИ}}$ и $U_{\text{ш}}$. На рис. 2 приведено семейство вольт-амперных выходных характеристик транзистора IRF510 [7], используемого в качестве T_2 , с нанесенной на них нагрузочной прямой перемещения рабочей точки при напряжении $U_{\text{СК}} = 7.5 \text{ В}$ и токе стока $I_C = 0\text{--}2 \text{ А}$. Во всем рабочем диапазоне изменения I_C рабочая точка остается в пределах области насыщения транзистора.

При изменяющемся во времени, в общем случае, токе электромагнита $I_{\text{эм}}(t)$ и фиксированном значении $U_{\text{СК}}$ выходное напряжение схемы стабилизации $U_{\text{эм}}$ определяется выражением

$$U_{\text{эм}}(t) = U_{\text{СК}} + I_{\text{эм}}(t)R_{\text{эм}}. \quad (2)$$

Величина стабилизируемого напряжения $U_{\text{СК}}$ в разработанной схеме может регулироваться в диапазоне от 4.5 до 9 В. В соответствии с выражением (2) диапазон выходного напряжения схемы стабилизации $U_{\text{СК}}$ составляет от 4.5 до 29 В.

Схема стабилизации $U_{\text{СК}}$ выполнена по топологии понижающего широтно-импульсного (ШИМ) преобразователя напряжения на м.о.п.-транзисторе T_1 и питается от источника постоянного напряжения +60 В (рис. 1). Напряжение о.с. со стока транзистора T_2 подается на компаратор ошибки ШИМ-контроллера. Изменением опорного напряжения компаратора ошибки задается стабилизируемое значение $U_{\text{СК}}$.

В соответствии с выражением (1) точность и стабильность тока электромагнита при стабильности сопротивления токового шунта определяются дрейфовыми и шумовыми характеристиками схемы формирования напряжения развертки U_p . Учитывая, что полоса пропускания регулятора совпадает с областью частот фликкер-шума, при разработке схемы формирования напряже-

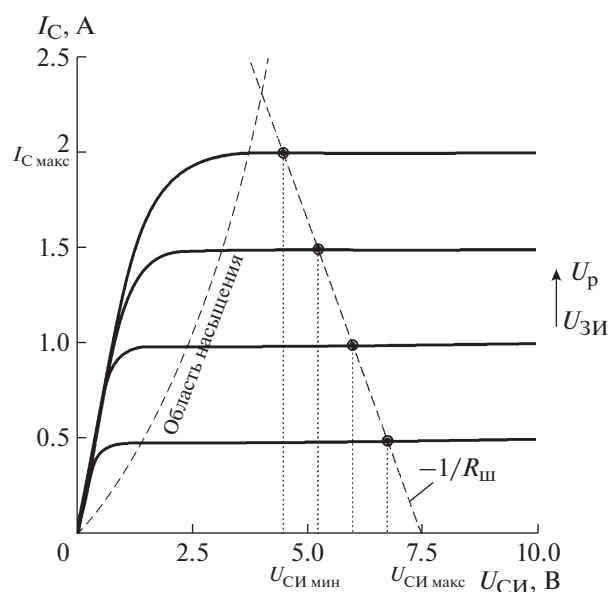


Рис. 2. Семейство выходных вольт-амперных характеристик транзистора IRF510 (T_2 на рис. 1) и нагрузочная прямая, иллюстрирующие работу транзистора в качестве высокостабильного источника тока при фиксации положения рабочей точки в области насыщения за счет стабилизации напряжения $U_{\text{СК}}$ между стоком транзистора и общим проводом. График приведен для $U_{\text{СК}} = 7.5 \text{ В}$ и полного рабочего диапазона изменения тока стока I_C от 0 до 2 А (при изменении U_p от 0 до 3 В). $U_{\text{зи}}$ — напряжение затвор-исток T_2 .

ния U_p ставилась задача оптимизации ее шумовых характеристик за счет выбора элементной базы и схемных решений.

Принципиальная схема системы регулирования и стабилизации магнитного поля приведена на рис. 3. В схеме использован инструментальный 18-разрядный цифроаналоговый преобразователь ЦАП — AD5781 (M_9), выполненный на основе инверсно включенной резистивной матрицы $R\text{--}2R$. ЦАП обладает интегральной и дифференциальной нелинейностью передаточной характеристики не хуже чем ± 0.5 младшего значащего бита (м.з.б.) [8].

Для питания ЦАП используется напряжение $\pm 15 \text{ В}$. Максимальная амплитуда двухполярного выходного напряжения ЦАП определяется размахом от положительного опорного напряжения U_{REFP} до отрицательного — U_{REFN} . Для увеличения отношения “абсолютное значение м.з.б./шум ЦАП” в схеме используется повышенное значение опорных напряжений: $U_{\text{REFP}} = +9 \text{ В}$, $U_{\text{REFN}} = -9 \text{ В}$. При этом диапазон выходного напряжения ЦАП составляет 18 В, а абсолютная разрешающая способность, определяемая шагом квантования (1 м.з.б.), — 68.7 мкВ.

Так как в ЦАП на основе инверсной $R\text{--}2R$ -матрицы сопротивление между входами положительного и отрицательного опорного напряжения (выводы $UREFPF$, $UREFNF$ микросхемы M_9) и со-

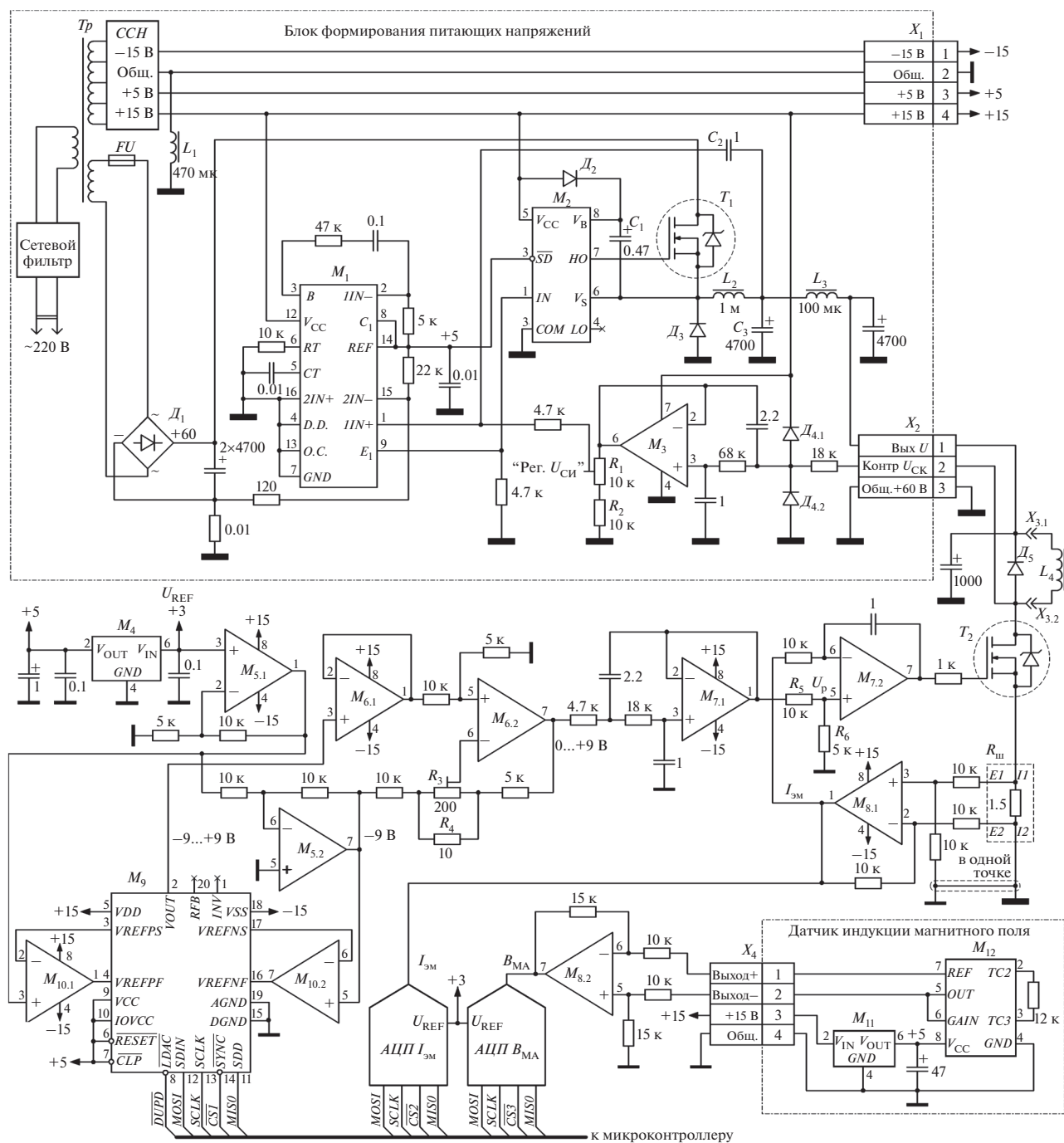


Рис. 3. Принципиальная схема системы регулирования и стабилизации магнитного поля. *ССН* – схема стабилизации напряжений; M_1 – TL494, M_2 – IR2184S, M_3 – AD8675, M_4 – ADR4530, M_5 – M_8 , M_{10} – ADA4522-2, M_9 – AD5781, M_{11} – REF195, M_{12} – AD22151; T_1 – IRFI4212, T_2 – IRF510; $\mathcal{D}_1$ – 2W10G, $\mathcal{D}_2$ – BAV70, $\mathcal{D}_3$ – 30BQ100, $\mathcal{D}_4$ – BAV99, $\mathcal{D}_5$ – HER208; L_4 – 100 Гн ($R_{L4} = 10.2$ Ом); R_{III} – VPR221Z.

ответственно потребляемый от опорных источников ток значительно изменяются в зависимости от входного кода, то для обеспечения заявленной линейности передаточной характеристики

ЦАП должны использоваться буферные усилители опорного напряжения. Буферные операционные усилители (о.у.) $M_{10.1}$, $M_{10.2}$ охвачены обратной связью через измерительные выводы опор-

ных напряжений ЦАП (выводы *UREFPS*, *UREFNS*). Усилители, используемые для буферизации опорных входов, должны иметь малый ток смещения, низкий уровень фликкер-шума и обладать хорошей температурной стабильностью параметров [9, 10].

В качестве $M_{10.1}$, $M_{10.2}$ использованы два о.у. микросхемы ADA4522-2, выполненные по схеме модулятор–демодулятор (м.д.м.—о.у.) с использованием автоматической коррекции смещения и подавления высокочастотных пульсаций [11]. Частотная зависимость спектральной плотности напряжения шумов микросхемы не имеет излома в области фликкер-шума, а размах амплитуды напряжения шумов в диапазоне 0.1–10 Гц составляет всего 120 нВ. Кроме того, микросхема обладает малым током смещения (≤ 50 пА), малыми напряжением смещения (≤ 5 мкВ) и его температурным дрейфом не хуже 22 нВ/°С (все параметры приведены для напряжения питания ± 15 В), что позволяет использовать ее при построении прецизионных каскадов постоянного и квазипостоянного тока. Отметим, что все о.у. канала формирования U_p (M_5 – M_8 , M_{10}) выполнены на микросхемах ADA4522-2.

В низкочастотной области ЦАП на R – $2R$ -матрице не содержат собственных внутренних шумов фильтрации или формирования. В центре диапазона выходного напряжения шум ЦАП минимален, так как определяется только $1/f$ -шумом резистивной матрицы, и составляет 1.1–1.3 мкВ от пика до пика в диапазоне частот 0.1–10 Гц [8]. На краях диапазона выходного напряжения (при значениях входного кода 00000 и 3FFFF) шум выходного напряжения ЦАП имеет максимальную амплитуду и определяется суммой фликкерных шумов внешних источников опорных напряжений (на входах *UREFPS* и *UREFPN* M_6) и резистивной матрицы ЦАП, причем преобладающим источником $1/f$ -шума являются источники опорного напряжения [9]. В рассматриваемой схеме основным источником фликкер-шума в выходном напряжении ЦАП является источник опорного напряжения (и.о.н.) M_4 с выходным напряжением U_{REF} , равным +3 В.

Так как напряжение U_{REF} является также опорным напряжением для аналого-цифровых преобразователей (АЦП) каналов измерения тока электромагнита и индукции анализатора (АЦП $I_{эм}$ и АЦП $B_{МА}$ на рис. 3) и, кроме того, используется для синтеза опорных напряжений аналоговой части канала формирования напряжения U_p , то характеристики микросхемы M_4 определяют точность и температурную стабильность системы в целом.

В качестве и.о.н. M_4 используется специализированная микросхема ADR4530 с размахом амплитуды напряжения шумов 1.6 мкВ в частотном диапазоне 0.1–10 Гц. Для формирования из U_{REF} выходного напряжения +9 В для буфера опорного

напряжения $M_{10.1}$ используется усилитель постоянного тока (у.п.т.) $M_{5.1}$ с коэффициентом усиления 3. С выхода $M_{5.1}$ напряжение +9 В подается также на вход инвертирующего у.п.т. с единичным усилением $M_{5.2}$, который формирует напряжение –9 В для буфера опорного напряжения $M_{10.2}$.

Для согласования высокого выходного сопротивления резистивной матрицы ЦАП (3.4 кОм) с последующими цепями используется буферный повторитель на о.у. $M_{6.1}$, вход которого соединен непосредственно с выходом резистивной матрицы (вывод *VOUТ* M_9). Отметим, что микросхема AD5781 имеет встроенный о.у. [8], который может быть использован в качестве выходного буфера ЦАП. Применение в схеме внешнего буфера обосновано тем, что используемая микросхема буферного о.у. ADA4522-2 имеет лучшие шумовые и дрейфовые характеристики.

При минимизации шумовых характеристик в схемах прецизионных управляемых источников напряжения на основе ЦАП высокого разрешения за целевое значение размаха амплитуды $1/f$ -шума на выходе ЦАП обычно принимают величину 0.1–0.5 м.з.б. [9, 12]. В рассматриваемой схеме размах амплитуды напряжения шума на выходе буфера $M_{6.1}$ при максимальном и минимальном входном коде ЦАП составляет 6.9 мкВ в частотном диапазоне 0.1–10 Гц. Отметим, что следующие за ЦАП каскады канала формирования U_p не ухудшают это значение, так как уменьшают диапазон выходного напряжения ЦАП –9...+9 В до диапазона изменения U_p 0–3 В. Размах амплитуды напряжения шума на выходе канала формирования U_p в диапазоне частот 0.1–10 Гц составляет ~4.2 мкВ.

ЦАП M_9 формирует текущее значение выходного напряжения в реальном времени — по мере поступления нового значения цифрового кода от ЦМК по шине интерфейса SPI. При неравномерном шаге дискретности изменения выходного напряжения ЦАП в его спектре отсутствуют гармонические составляющие, поэтому высокочастотные помехи на выходе ЦАП лучше рассматривать во временной области — упрощенно как периодически возникающие при переключении резистивной матрицы глитч-импульсы длительностью 0.4–0.5 мкс и амплитудой от единиц микровольт до десятков милливольт [8].

Использование фильтра нижних частот ФНЧ и интегрирующего усилителя ошибки ИУО, а также значительная постоянная времени активно-индуктивной нагрузки позволяют полностью исключить влияние глитч-импульсов ЦАП и высокочастотных помех от м.д.м.-усилителей на форму тока электромагнита.

Температурный дрейф канала формирования U_p зависит от температурных коэффициентов

всех компонентов, но практически определяется преобладающей величиной — температурным коэффициентом и.о.н. M_4 — и составляет $2\text{ppm}/^\circ\text{C}$.

Для приведения двухполярного напряжения на выходе буфера ЦАП $U_{\text{ЦАП}}$ к однополярному, используется вычитающий каскад на о.у. $M_{6,2}$, выходное напряжение которого определяется выражением: $U_{M_{6,2}} = 0.5(U_{\text{ЦАП}} - U_{\text{REFN}})$. Диапазону изменения $U_{\text{ЦАП}}$ от -9 до $+9$ В соответствует диапазон изменения $U_{M_{6,2}}$ от 0 до $+9$ В. Многооборотный подстроечный резистор R_3 предназначен для точной (в пределах $\pm 0.1\%$) коррекции нулевого значения напряжения $U_{M_{6,2}}$ при нулевом входном коде ЦАП.

$\Phi\text{НЧ}$ второго порядка, выполненный на о.у. $M_{7,1}$, предназначен для подавления широкополосного шума, преобладающим источником которого в схеме формирования U_p является и.о.н. M_4 , и высокочастотных составляющих шумов, рассмотренных выше. Фильтр имеет частоту среза ~ 12 Гц, что обеспечивает практически линейную амплитудно-частотную характеристику $\Phi\text{НЧ}$ в рабочем диапазоне частот $0-10$ Гц. В схеме используется фильтр Бесселя, обеспечивающий постоянство групповой задержки по всем частотам в полосе пропускания ($\Phi\text{НЧ}$ с линейной фазочастотной характеристикой).

Напряжение U_p , снимаемое с нижнего плеча делителя напряжения $R_5 + R_6$, является опорным для ИУО $M_{7,2}$. Напряжение о.с., равное падению напряжения на токовом шунте $R_{\text{ш}}$, поступает на ИУО с выхода дифференциального усилителя $M_{8,1}$ с единичным коэффициентом усиления. Выходное напряжение $M_{8,1}$ также поступает на АЦП измерения тока электромагнита.

В качестве шунта $R_{\text{ш}}$ используется прецизионный металлопленочный резистор VPR221Z в корпусе ТО-220. Размах амплитуды напряжения теплового шума резистора $R_{\text{ш}}$ в частотном диапазоне $0-10$ Гц при максимальном токе $I_{\text{эм}}$ не превышает 0.3 мкВ [13].

На находящемся в режиме насыщения транзисторе T_2 рассеивается значительная тепловая мощность — до 18 Вт при максимальном токе электромагнита. Для обеспечения эффективного отвода тепла транзистор размещен на алюминиевом радиаторе с развитой поверхностью и принудительным воздушным охлаждением. На этом же радиаторе размещен резистор $R_{\text{ш}}$. Такое решение обеспечивает условия, при которых температурный коэффициент сопротивления резистора не превышает ± 0.05 ppm/ $^\circ\text{C}$ [13].

Стабилизатор $U_{\text{СК}}$ выполнен по схеме импульсного понижающего преобразователя напряжения (рис. 3). В состав силовой части преобразо-

вателя входят элементы T_1 , D_3 , L_2 и C_3 . Для управления затвором транзистора T_1 использована микросхема IR2184S независимого драйвера верхнего и нижнего плеча полумоста (M_2). Для формирования изолированного “плавающего” напряжения питания выходного каскада верхнего плеча микросхемы M_2 используется бутстрепная цепочка — D_2 , C_1 .

Напряжение о.с. “Контроль $U_{\text{СК}}$ ” поступает непосредственно с вывода стока транзистора T_2 и через защитную диодную цепь D_4 подается на вход $\Phi\text{НЧ}$ Бесселя 2-го порядка с частотой среза 3 Гц, выполненного на о.у. M_3 . Напряжение о.с. подается на вход $IIN +$ компаратора канала стабилизации напряжения ШИМ-контроллера M_1 с делителя напряжения $R_1 + R_2$. Подстроечным резистором R_1 регулируется значение стабилизируемого напряжения $U_{\text{СК}}$. Для предотвращения возбуждения схемы понижающего преобразователя его выход соединен через конденсатор C_2 с выводом $IIN +$ ШИМ-контроллера M_1 . Необходимость введения этой о.с. выявлена при испытаниях схемы, а требуемая емкость конденсатора C_2 была определена экспериментально.

Напряжение $+5$ В внутреннего и.о.н. микросхемы ШИМ-контроллера (вывод $REF M_1$) используется не только как опорное напряжение для компараторов канала тока и напряжения, но и как высокий логический уровень на входе $\overline{SD}$ микросхемы M_2 , необходимый для ее запуска.

В качестве ИДХ использована специализированная магниточувствительная микросхема AD22151 линейного преобразователя магнитного поля (M_{12} на рис. 3). Этот тип ИДХ был выбран благодаря широкому диапазону измеряемой индукции (± 600 мТл) и высокой линейности передаточной характеристики в рабочем диапазоне ± 400 мТл (при разработке канала измерения индукции закладывалась возможность измерять $B_{\text{МА}}$ разного направления). В состав микросхемы, кроме кремниевой ячейки Холла, входят высококачественный инструментальный усилитель, схема компенсации температурного дрейфа напряжения ячейки Холла со встроенным датчиком температуры, а также схема компенсации смещения, вызванного остаточным напряжением [14].

В разработанной схеме ИДХ используется в режиме однополярного питания. Для обеспечения стабильности характеристик преобразования и уменьшения выходных шумов микросхема питается от и.о.н. M_{11} напряжением 5 В. Выходное напряжение ИДХ снимается с вывода $OUT M_{12}$ относительно вывода опорного напряжения REF , потенциал которого по отношению к общему проводу составляет половину напряжения питания и.о.н. M_{11} . Диапазон выходного напряжения ИДХ M_{12} со-

ставляет 2.5 ± 2 В, что соответствует диапазону измеряемой магнитной индукции от -400 до $+400$ мТл.

Конструктивно микросхемы M_{11} и M_{12} размещены на отдельной плате, закрепленной в межполюсном зазоре электромагнита таким образом, чтобы направление вектора магнитной индукции было ортогонально плоскости корпуса ИДХ.

Выходное напряжение ИДХ поступает на дифференциальный о.у. $M_{8,2}$ и далее на вход АЦП канала измерения индукции магнитного анализатора (АЦП $B_{эм}$ на рис. 3). Дифференциальный усилитель $M_{8,2}$ предназначен для выделения из выходного сигнала ИДХ напряжения, пропорционального значению индукции $B_{эм}$ (от -2 до 2 В), и приведения его к диапазону входного напряжения АЦП — от -3 до 3 В. Кроме того, о.у. служит для подавления синфазных помех и компенсации возможной разности потенциалов между корпусами платы ИДХ и платы канала регулирования и стабилизации магнитного поля.

Схема канала стабилизации магнитного поля масс-анализатора имеет следующие основные характеристики, выраженные через параметры тока электромагнита: диапазон регулирования от 0 до 2 А с шагом 7.6 мкА; полный размах токового шума в диапазоне частот 0.1 – 10 Гц не более 2.7 мкА; суммарная нестабильность тока электромагнита по дрейфу и флуктуациям в диапазоне рабочих температур от 20 до 50°C не хуже $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ А за 20 мин.

Так как в разработанной схеме шумовые и дрейфовые характеристики тока электромагнита определяются параметрами используемого источника опорного напряжения, то для улучшения стабильности тока теоретически можно использовать и.о.н. с лучшей температурной стабильностью и меньшим уровнем шума. На практике такое решение приведет к значительному удорожанию схемы.

Разработанный канал регулирования и стабилизации индукции масс-анализатора более 2 лет эксплуатировался в составе двух масс-спектрометров МИ201ИГ. За это время получены результаты, имеющие высокую сходимост и точность по содержанию изотопов в исследуемых образцах [15].

За счет малой дискретности регулирования индукции магнитного анализатора (1.5 мкТл) удалось

повысить точность определения массового числа пиков масс-спектров, полученных в динамическом режиме сканирования выбранного диапазона масс. Использование аналитической зависимости $B_{МА} = f(I_{эм})$ для установления необходимой силы тока электромагнита в статическом режиме, а также параметры схемы стабилизации тока электромагнита обеспечили необходимую точность измерения ионных токов в режиме накопления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kolobov V.V., Selivanov V.N., Barannik M.B. // J. Analytical Chemistry. 2018. V. 73. № 13. P. 1282. <https://doi.org/10.1134/s1061934818130063>
2. Столышко А.Л. // ПТЭ. 2013. № 6. С. 26.
3. Dunnam C.R. // Proceedings of the 1989 IEEE Particle Accelerator Conference. 1989. P. 357. <https://doi.org/10.1109/PAC.1989.73175>
4. Malafronte A.A., Martins M.N. // Proceedings of the 2005 IEEE Particle Accelerator Conference. 2005. P. 2833. <https://doi.org/10.1109/PAC.2005.1591285>
5. Бараночников М.Л. Микромагнитоэлектроника: Справочные сведения о наиболее известных и распространенных изделиях микромагнитоэлектроники. М.: ДМК Пресс, 2014. Т. 2.
6. Линден Т. Харрисон. Источники опорного напряжения и тока. М.: ДМК Пресс: Додэка, 2015.
7. Power MOSFET IRF510, SIHF510 Product Information. <http://www.vishay.com/docs/91015/sihf510.pdf>
8. AD5781 Data sheet. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5781.pdf>
9. CN-0177. <https://www.analog.com/media/en/reference-design-documentation/reference-designs/CN0177.pdf>
10. Parguian J. Application Report SLAA172. Mar. 2003. <http://www.ti.com/lit/an/slaa172/slaa172.pdf>
11. 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>
12. Egan M. // Analog Dialogue. 2010. V. 44. № 2. P. 3. <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-44/number-2/articles/volume44-number2.pdf>
13. VPR221Z Data sheet. <http://www.vishaypg.com/docs/63116/vpr221z.pdf>
14. AD22151. Data sheet. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD22151.pdf>
15. Гудков А.В., Колобов В.В. // Труды Ферсмановской научной сессии ГИ КНЦ РАН. 2017. № 14. С. 89.