

УДК 621.317.4

Н. В. Гольшев, С. В. Моторин

*(Новосибирск)***АНАЛИЗ НИЗКОЧАСТОТНОГО ДРЕЙФА
В СВЕРХПРОВОДНИКОВОМ ТЕСЛАМЕТРЕ**

Проведен анализ аппаратурной составляющей низкочастотного дрейфа сверхпроводникового тесламетра. Разработан обобщенный подход, позволяющий разделить различные составляющие компоненты дрейфа. Дана количественная оценка величин этих составляющих с учетом реальных значений параметров цепей и элементов сверхпроводникового тесламетра.

Введение. Одно из основных достоинств сверхпроводниковых тесламетров (СТ) — их уникальная чувствительность к магнитному полю и крайне низкий уровень собственных шумов. При этом особое значение имеет тот факт, что сверхпроводниковые тесламетры позволяют проводить измерение магнитного поля в широком частотном и динамическом диапазонах: 0—100 кГц и 10^{-15} — 10^{-7} Т. Такое сочетание достоинств СТ ставит его вне конкуренции в сравнении с другими известными методами измерений параметров малых магнитных полей, в частности, в таких областях, как биомагнитные и геофизические исследования [1], метрологическое обеспечение эталонных источников малого магнитного поля [2], ряд задач специальных применений. Как правило, интересующая область частот лежит в диапазоне 0—1000 Гц. В связи с этим исследование причин, приводящих к ухудшению параметров СТ в диапазоне менее единиц герц, и методов уменьшения их влияния — актуальная задача.

Известно, что шумовые параметры СТ в области низких частот и их вид сильно зависят от типа применяемого датчика (сквид с высокочастотной накачкой (ВЧ-сквид) или сквид с постоянным смещением (ПТ-сквид)), технологии его изготовления, схемы согласования, наличия внешних возмущающих воздействий и т. д. Разброс собственных шумов сквидов находится обычно в диапазоне $5 \cdot 10^{-5}$ — $5 \cdot 10^{-4}$ $\Phi_0/\text{Гц}^{1/2}$ для ВЧ-сквида и $5 \cdot 10^{-7}$ — 10^{-5} $\Phi_0/\text{Гц}^{1/2}$ для ПТ-сквида [1] (Φ_0 — квант магнитного потока).

Одна из причин ухудшения параметров СТ на низких частотах обусловлена характером флуктуаций в сверхпроводниковом квантовом интерференционном датчике (сквиде) и известна как шум $1/f$. Другая причина — нестабильность параметров цепей, входящих в состав устройств, реализованных на сквидах: температурная, временная, которая может быть названа «аппаратурной». Совместно с шумом $1/f$ эти нестабильности в виде дрейфа нуля выходного сигнала СТ ухудшают его разрешающую способность. Соотношение сигнал/шум, определяющее точность измерения, и другие метрологические характеристики СТ с понижением частоты ухудшаются, поэтому анализ влияния аппаратного низкочастотного дрейфа и разбиение его на составляющие с целью определения подходов в его уменьшении (с учетом определения разумной границы в этой борьбе) крайне важны.

Ниже приведен анализ причин аппаратурной составляющей дрейфа, показаны пути оценки его величины и способы уменьшения.

Структурная схема СТ. Основным источником аппаратурного дрейфа СТ — нестабильность параметров электронной схемы, осуществляющей обработку сигнала непосредственно сверхпроводникового квантового интерферометра (СКИ). Анализ дрейфа нуля проведем, используя типичную схему построения СТ [1], содержащую синхронный детектор (СД), интегратор, сумматор, схему подачи сигнала обратной связи и смещения нуля, имеющих передаточные функции $W_d, W_n, W_\Sigma, W_{OC}, W_{cm}$ соответственно.

На рис. 1 приведена структурная схема СТ, в которой дополнительно введены элементы с передаточными функциями W_f, W_{fc} , описывающие воздействие ЭДС смещения e, e_c , входных токов i, i_c , разности входных токов $\Delta i, \Delta i_c$ операционных усилителей (ОУ), на которых построены интегратор и сумматор соответственно [3, 4].

Для упрощения на рис. 1 изображено по одному передаточному звену, описывающему воздействие возмущений f и fc . При этом суммарное напряжение на выходе этих звеньев следует определять как $U_f = \sum_f W_f f$ и

$$U_{fc} = \sum_{fc} W_{fc} fc, \text{ где суммирование производится по всем возмущающим факто-}$$

рам. Это достаточно полная схема, учитывающая все основные источники дрейфа в СТ. На рис. 1 приняты следующие обозначения: Φ_x, Φ_3 — измеряемый и захваченный магнитные потоки; $\Delta\Phi, \Phi_{OC}$ — магнитный поток ошибки и обратной связи; U_d, U_n — выходные напряжения СД и СТ; $U_{вых}, U_c, U_{OC}$ — выходные напряжения СТ, сумматора и обратной связи соответственно; $U_{вх}, U_{cm}$ — напряжения на входе и выходе цепи смещения.

Анализ дрейфа нуля СТ. В соответствии со структурной схемой для выходного напряжения СТ можно записать выражение

$$U_{вых} = \frac{1}{W_\Sigma} \left[\frac{W_\Sigma}{1+W} \sum_f W_f f + \frac{W}{1+W} \left(\frac{\Phi_x + \Phi_3}{W_{OC}} - U_{вх} W_{cm} - \sum_{fc} W_{fc} fc \right) \right], \quad (1)$$

где $W = W_d W_n W_\Sigma W_{OC}$ — передаточная функция СТ с разомкнутой цепью обратной связи. Выражение (1) описывает процесс преобразования входного магнитного потока Φ_x с учетом наличия возмущающих воздействий. Его можно упростить, если ограничиться анализом в области достаточно низких частот, где $|W(j\omega)| \gg 1$. Так, для частот ниже 2—3 Гц при типичных значениях

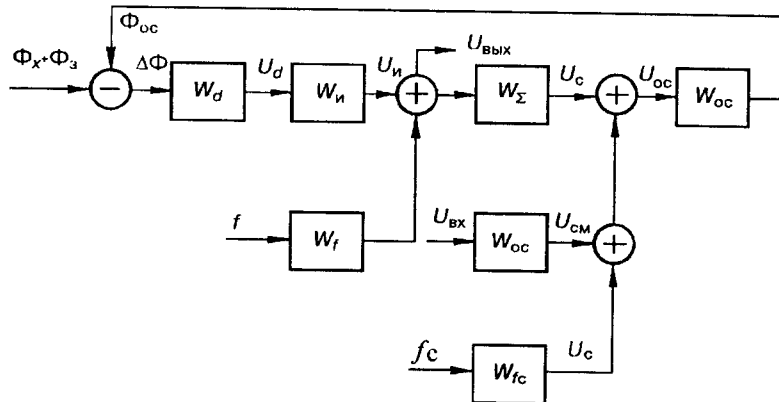


Рис. 1

$W_d \cong 10 \text{ В}/\Phi_0$, $W_n \cong 50 \cdot 10^3$, $W_\Sigma = 1$, $W_{OC} = 1 \Phi_0/\text{В}$ получим $|W(j\omega)| \cong \cong 5 \cdot 10^5$. С учетом этого запишем (1) в виде

$$U_{\text{ВЫХ}} \cong \frac{1}{W_\Sigma} \left[\frac{\sum W_f f}{W_d W_n W_{OC}} + \left(\frac{\Phi_z + \Phi_3}{W_{OC}} - U_{\text{ВХ}} W_{\text{СМ}} - \sum_{fc} W_{fc} fc \right) \right]. \quad (2)$$

При этом дифференциал $U_{\text{ВЫХ}}$ при изменении параметра X как функции параметра λ можно записать:

$$dU_{\text{ВЫХ}}(\lambda) = \frac{1}{W_\Sigma} \left[\frac{\partial(U_{\text{ВЫХ}} W_\Sigma)}{\partial \lambda} - U_{\text{ВЫХ}} \frac{\partial W_\Sigma}{\partial \lambda} \right] d\lambda. \quad (3)$$

Здесь λ — любой оцениваемый параметр, влияющий на дрейф нуля СТ. Второй член в формуле обусловлен зависимостью передаточной функции сумматора от параметра λ .

Для проведения дополнительного анализа необходимо конкретизировать вклад каждой компоненты параметра X в температурный дрейф нуля СТ.

Оценку дрейфа нуля удобно проводить в единицах магнитного потока $d\Phi$, который связан с $dU_{\text{ВЫХ}}$ соотношением $d\Phi = W_\Sigma W_{OC} dU_{\text{ВЫХ}}/\Phi_0$, где Φ_0 — квант магнитного потока. После подстановки (2) в (3) будем иметь для $d\Phi$ выражение

$$d\Phi_\Sigma = \sum_k d\Phi(k), \quad (4)$$

где $d\Phi(k)$ — дрейф, вызванный воздействием k -фактора. Следует отметить, что выражение (4) является общим и может описывать дрейф нуля в СТ, вызванный воздействием различных факторов (например, температурный, временной и т. д.). Для нашей схемы $d\Phi_1$, $d\Phi_2$, $d\Phi_3$, $d\Phi_4$, $d\Phi_5$, $d\Phi_6$ — составляющие дрейфа, обусловленные нестабильностями цепи обратной связи, ЭДС смещения и входного тока интегратора, коэффициента передачи СД, напряжения смещения нуля СТ и цепи его подачи, передаточных функций сумматора по возмущениям, коэффициента передачи сумматора соответственно. Выражения для названных составляющих имеют вид:

$$\begin{aligned} d\Phi_1 &= -\frac{1}{\Phi_0} \left(\sum_f \frac{W_f f}{W_d W_n} + \Phi_3 \right) \delta(W_{OC}) d\lambda; \\ d\Phi_2 &= \frac{1}{\Phi_0} \sum_f \frac{W_f f}{W_d W_n} [\delta(f) + \delta(W_f) - \delta(W_n)] d\lambda; \\ d\Phi_3 &= -\frac{1}{\Phi_0} \sum_f \frac{W_f f}{W_d W_n} \delta(W_d) d\lambda; \\ d\Phi_4 &= -\frac{W_{OC} W_{\text{СМ}} U_{\text{СМ}}}{\Phi_0} [\delta(W_{\text{СМ}}) + \delta(U_{\text{ВХ}})] d\lambda; \\ d\Phi_5 &= -\frac{W_{OC}}{\Phi_0} \sum_{fc} \frac{W_{fc} fc}{W_d W_n} [\delta(W_{fc}) + \delta(fc)] d\lambda; \\ d\Phi_6 &= -\frac{1}{\Phi_0} \left[\sum_f \frac{W_f f}{W_n W_d} + \Phi_3 - W_{\text{СМ}} W_{OC} U_{\text{ВХ}} - W_{OC} \sum_{fc} W_{fc} fc \right] \delta(W_\Sigma) d\lambda, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\delta(X) = \frac{1}{X} \frac{dX}{d\lambda}$ — коэффициент зависимости параметра X от параметра λ .

Далее мы рассмотрим только температурную составляющую дрейфа нуля, которая является доминирующей, т. е. $\lambda = T$.

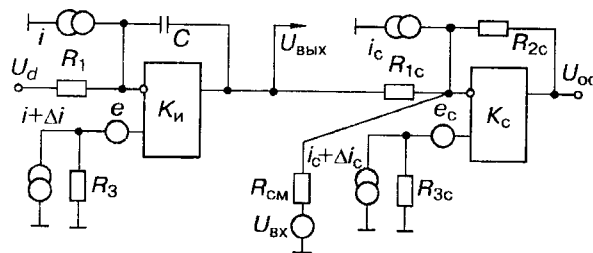


Рис. 2

Оценка величины дрейфа нуля тесламетра для случая построения интегратора и сумматора на ОУ. Принципиальная схема участка структурной схемы на рис. 1, включающего реальные интегратор и сумматор, приведена на рис. 2. Нетрудно найти выраженные передаточных функций W_i , W_f , W_Σ , W_{fc} , W_{cm} через элементы принципиальной схемы и установить функциональные связи между ними. Так, для интегратора получим $W_e = 1 - W_i$, $W_{\Delta i} = (1 - W_i)R_3$, $W_i = [R_3 - W_i(R_3 - R_1)]$, $W_i = -K_0/(1 + sTK_0)$, где K_0 — коэффициент усиления ОУ без обратной связи; $T = CR_1$ — постоянная времени; s — переменная Лапласа. Аналогично для сумматора будем иметь: $W_{ec} = 1 - W_\Sigma$, $W_{\Delta ic} = R_{3c}(1 - W_\Sigma)$, $W_\Sigma = -R_{2c}/R_{1cm}$, $W_{ic} = R_{3c}(1 - W_\Sigma) - R_{2c}$, $W_\Sigma = -R_{2c}/R_{1c}$. На рис. 2 e , e_c — ЭДС смещения; i , i_c — входные токи; Δi , Δi_c — разность входных токов ОУ, на которых построены интегратор и сумматор соответственно. Типичные значения этих величин для ряда ОУ приведены в таблице. В справочных данных обычно не приводятся сведения о температурной зависимости разности входных токов. Для ее оценки можно использовать формулу $TK_{\Delta i} \cong \alpha \Delta i$ нА/К, где $\alpha = 5 \cdot 10^{-2}$ и $\alpha = 0,4$ для ОУ на биполярных и полевых транзисторах соответственно [3].

Необходимость учета вклада дрейфа входных токов и их разности возникает, если при построении схем используются высокоомные резисторы. Исключить влияние нестабильности входных токов и их разности на выходной дрейф ОУ можно, если $R_{2c}/R_{1c} \ll e/i$ [2, 3]. Значения e/i для усилителей на биполярных и полевых транзисторах составляют 10—30 кОм и 1—2 МОм соответственно.

При выполнении названных условий

$$U_n \cong e, \quad U_c \cong e_c, \quad U_0 \cong e, \quad \partial U_n / \partial T \cong \partial e / \partial T, \quad \partial U_c / \partial T \cong \partial e_c / \partial T. \quad (6)$$

Следует отметить, что данное упрощение допустимо только при анализе температурных составляющих и может быть неприемлемым при анализе других составляющих.

Специфической особенностью работы сверхпроводникового тесламетра, обусловленной периодическим характером вольт-поточковой характеристики сверхпроводникового квантового интерференционного датчика (сквид), является неоднозначность величины напряжения, которое устанавливается на его выходе при замыкании обратной связи. Практически возможно установление любого значения, не превосходящего напряжения ограничения используемого ОУ. Установившееся после замыкания обратной связи случайное значение напряжения можно рассматривать как создаваемое воздействующим на вход СТ магнитным потоком Φ_3 . При этом Φ_3 — случайная величина и может принимать любое значение в пределах диапазона, в котором работает тесламетр. В практических схемах тесламетров выходное напряжение, обусловленное Φ_3 , уменьшается до нуля путем подачи $U_{вх0}$ на вход смещения нуля. Необходимое значение $U_{вх0}$ можно определить, полагая в формуле (2) $U_{вых} = 0$.

Основные параметры

Название микросхемы	Тип ПТ, БТ	$K_{ус} \times 10^3$	$U_{питг}$ В	f_1 , МГц	$i_{вх}$, нА
К544УД1	ПТ/К	30	8—17	1	0,5
К544УД2	ПТ/К	20	5—17	15	0,5
К140УД17	БТ/К	150	3—18	0,4	10
К140УД20	БТ/К	25	5—20	0,5	100
К1407УД1	БТ	10	3—12	20	10^4
AD705	ПТ	2000	15	0,8	0,15
AD797	БП	20000	15	100	40
ОР37	БП	1000	15	63	300
ОР97	ПТ	2000	15	0,9	0,15

В результате получим

$$U_{вх0} = \frac{1}{W_{см}} \left[\frac{\Phi_3}{W_{ос}} - \frac{U_{и}}{W_d W_{ос}} - (1 - W_{\Sigma})U_c + i_c R_{2c} \right]. \quad (7)$$

При установке $U_{вх} = U_{вх0}$ составляющая дрейфа $d\Phi_6$ обращается в нуль, а формула для составляющей $d\Phi_4$ будет иметь вид:

$$d\Phi_4 = \frac{1}{\Phi_0} \left[\frac{U_{и}}{W_d} - \Phi_3 + ((1 - W_{\Sigma})U_c - i_c R_{2c})W_{ос} \right] [\delta(W_{см}) + \delta(U_{вх})] dT. \quad (8)$$

Учитывая изложенные выше рекомендации по выбору элементов, можно пренебречь вкладом токовых составляющих и для конкретного вида передаточных функций составляющих дрейфа нуля записать:

$$\begin{aligned} d\Phi_1 &= \frac{1}{\Phi_0} \left(\frac{e}{W_d} - \Phi_3 \right) \delta(W_{ос}) dT; \\ d\Phi_2 &= \frac{1}{\Phi_0 W_d} \left[\frac{\partial e}{\partial T} + \frac{e}{W_{и}} \delta(W_{и}) \right] dT; \\ d\Phi_3 &= \frac{1}{\Phi_0} \frac{e}{W_d} \delta(W_d) dT; \\ d\Phi_4 &= \frac{1}{\Phi_0} \left[\frac{e}{W_d} - \Phi_3 + W_{ос}(1 - W_{\Sigma})e_c \right] [\delta(W_{см}) + \delta(U_{вх})] dT; \\ d\Phi_5 &= \frac{W_{ос}}{\Phi_0} \left[e_c W_{\Sigma} \delta(W_{см}) - (1 - W_{\Sigma}) \frac{\partial e_c}{\partial T} \right] dT; \\ d\Phi_6 &= 0. \end{aligned} \quad (9)$$

Анализ влияния коэффициентов температурной нестабильности участков цепи тесламетра. Для получения количественных оценок вкладов составляющих дрейфа необходимо получить значения температурных коэффициентов $\delta(W_{ос})$, $\delta(W_{и})$, $\delta(W_d)$, $\delta(W_{см})$, $\delta(U_{вх})$, $\delta(W_{\Sigma})$, входящих в формулу (9).

Воспользовавшись выражением $W_{ос} = M/R_{ос}$, где M — взаимная индуктивность сквида и катушки обратной связи; $R_{ос}$ — сопротивление резистора обратной связи, получим $\delta(W_{ос}) = \delta(M) - \delta(R_{ос})$.

операционных усилителей

$\Delta i_{вх}$, нА	$\pm e_{см}$, мВ	$TKe_{см}$, мкВ/К	V , В/мкс	$R_{н}$, кОм	$I_{пот}$, мА	$\pm U_{вых}$, В
0,2	50	50	2	2	3,5	10
0,1	50	50	20	2	7	10
5	0,25	1,3	0,1	2	5	12
30	5	2	0,3	1	3	11
$2 \cdot 10^3$	10	50	10	1	8	3
	0,025—0,075	0,6—1,2	0,15	10	< 1	12
	0,04—0,1	0,8—1,5	18	2	< 7,5	12
	0,025—0,1	0,6—1,6	17	10	< 7	12
	0,025—0,075	0,6—2	0,2	2	< 1	12

Учитывая, что катушка обратной связи находится в жидком гелии, где флуктуации температуры весьма малы, положим $\delta(W_{ос}) \cong -\delta(R_{ос})$. Из выпускаемых промышленностью резисторов наиболее термостабильными считаются резисторы типа С2-29, имеющие температурный коэффициент сопротивления TKR в пределах $\pm(2-5)10^{-5}$ 1/К. Следует отметить, что эти резисторы являются термокомпенсированными, т. е. их TKR может быть любого знака. С учетом изложенного $\delta(W_{ос}) \cong \pm(2-5)10^{-5}$ 1/К.

Для получения оценки величины $\delta(W_{и})$ рассмотрим работу интегратора в области достаточно низких частот, которые характерны для дрейфа.

Обращаясь к выражению для передаточной характеристики интегратора на реальном ОУ, можно видеть, что она приближается к идеальной в области частот, где $|sTK_0| \gg 1$. На частотах ниже, чем характерная частота интегратора $\omega_c = 1/TK_0$, последний ведет себя как ОУ без обратной связи с коэффициентом K_0 [3]. Типичные значения ω_c для реальных ОУ и постоянных времени интегратора лежат в диапазоне 0,01—0,1 Гц.

С учетом изложенного для оценки $\delta(W_{и})$ можно использовать данные о температурном дрейфе ОУ без ОС ($\delta(K_0)$), который сравнительно велик [3] и лежит в диапазоне $\pm(2-5)10^{-2}$ 1/К.

Температурная стабильность коэффициента передачи синхронного детектора существенно зависит от схемы его построения. Для построения СТ с малым дрейфом предпочтительной является схема ключевого детектора, который имеет меньший дрейф по сравнению с детектором, построенным по схеме аналогового перемножителя сигналов [2]. В ключевой схеме детектора можно выделить два источника температурной нестабильности коэффициента передачи, а именно температурные зависимости напряжения питания и сопротивления ключей. Воспользовавшись выражением для $W_d \cong K_d / (1 + R_{кл} / R_{вх. и})$, где K_d — коэффициент передачи детектора с идеальными ключами ($R_{кл} = 0$); $R_{кл}$ — сопротивление открытого ключа; $R_{вх. и}$ — входное сопротивление интегратора для $\delta(W_d)$, получим

$$\delta(W_d) \cong \delta(K_d) - (R_{кл} / R_{вх. и}) \delta(R_{кл}). \quad (10)$$

Здесь первый член в правой части определяется температурным дрейфом напряжения питания. Используя стабилизатор К142ЕН ($\delta(E) = 5 \cdot 10^{-4}$ 1/К [2]) и учитывая, что современные ОУ имеют коэффициент влияния напряжения не хуже чем 10^{-4} В/В, для $\delta(K_d)$ примем значение порядка 10^{-7} 1/К.

Температурный коэффициент сопротивления ключей в открытом состоянии составляет $\delta(R_{кл}) \cong 5 \cdot 10^{-3}$ 1/К. Столь значительная температурная зависимость является следствием того, что сопротивление открытого ключа определяется сопротивлением открытого канала транзистора. Значение $R_{кл} \cong 50$ Ом для ключей типа К590КН велико, поэтому вклад второго члена выражения (10) можно уменьшить, выбрав соответствующее значение для резистора, стоящего на входе интегратора. Так, при выборе $R_{вх.и} \cong 10$ кОм получим $\delta(W_d) \cong 2,5 \cdot 10^{-5}$ 1/К. Таким образом, значение $\delta(W_d)$ нетрудно уменьшить, подобрав необходимую величину $R_{вх.и}$. Температурные зависимости $\delta(W_{см})$ и $\delta(W_{\Sigma})$ можно оценить по формуле $\delta(W) \cong \delta(R_2) - \delta(R_1)$, где R_2, R_1 — сопротивление цепи подачи обратной связи в ОУ. Учитывая изложенное выше о TKR резисторов, можно считать, что $\delta(W_{см}) \cong \delta(W_{\Sigma}) \cong \pm(2-5)10^{-5}$ 1/К. Здесь мы берем среднее значение. В действительности возможны случаи, когда $\delta(W_{см})$ и $\delta(W_{\Sigma})$ могут принимать значения от 0 до 10^{-4} 1/К. Последнее объясняется случайностью знака дрейфа термостабильных резисторов [2, 5]. Для уменьшения этой составляющей дрейфа при построении схемы сумматора можно использовать интегральные резисторные сборки типа КН308НР [5]. Их положительной особенностью является низкое значение температурной нестабильности отношения сопротивлений $\Delta R/R \cong 10^{-6}$ 1/К, а недостатком — ограниченный выбор номиналов резисторов и их соотношений.

Температурная нестабильность $\delta(U_{вх})$ существенно зависит от схемы формирования напряжения $U_{вх}$. При использовании источника напряжения с плавной регулировкой, позволяющей добиваться на выходе интегратора напряжения, близкого к нулю, достижимый коэффициент $\delta(U_{вх})$ составляет 10^{-4} 1/К. Это объясняется отсутствием переменных резисторов с TKR менее 10^{-4} 1/К. Наилучшие характеристики имеет резистор типа СП5-2.

При отказе от плавной регулировки $U_{вх}$ и переходе к дискретной можно повысить стабильность $U_{вх}$. Однако и в этом случае без применения термостабилизации цепей подачи $U_{вх}$ не удастся достичь температурной стабильности $\delta(U_{вх})$ лучше $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ 1/К. Последнее определяется, в частности, параметрами термостабильного стабилизатора КС191Ф.

При построении цепи подачи $U_{вх}$ по принципу сочетания дискретного переключения диапазонов с плавной регулировкой возможно достижение значения $\delta(U_{вх})$ не хуже $\pm(1-2)10^{-5}$ 1/К.

Оценка составляющих дрейфа по формулам (9) проводилась при учете полученных значений температурных коэффициентов, а также типичных значений коэффициентов передачи синхронного детектора, интегратора, сумматора и цепи обратной связи. При этом установлено, что вклад некоторых членов не превышает 10^{-7} 1/К. После отбрасывания членов, внесших малый вклад в суммарный дрейф, с учетом случайности знаков температурных коэффициентов формулы (9) можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \left| \frac{\Phi_3}{\Phi_0} \delta(W_{см}) \right|; & \varphi_2 &= \left| \frac{1}{\Phi_0 W_d} \frac{\partial e}{\partial T} \right|; & \varphi_3 &\approx 0; \\ \varphi_4 &= \frac{1}{\Phi_0} \left\{ \left[\Phi_3^2 + (W_{OC}(1 + |W_{\Sigma}|)e_c)^2 \right] \left[\delta^2(W_{см}) + \delta^2(U_{вх}) \right] \right\}^{1/2}; & (11) \\ \varphi_5 &= \frac{W_{OC}}{\Phi_0} \left\{ \left[W_{\Sigma} \delta(W_{\Sigma}) e_c \right]^2 + \left[\frac{\partial e_c}{\partial T} (1 + |W_{\Sigma}|) \right]^2 \right\}^{1/2}, & \varphi_6 &= 0, \end{aligned}$$

где $\varphi_i = d\Phi_i/dT$ — температурный коэффициент магнитного потока i -составляющей дрейфа. Здесь полагаем, что среднеквадратическая оценка дает более

реальное значение суммарного дрейфа, нежели простое суммирование составляющих по абсолютной величине.

Количественные оценки вкладов составляющих дрейфа нуля в СТ. Оценки возможного дрейфа в магнитометре с типичными значениями $W_d \cong 20 \text{ В}/\Phi_0$ и $W_{oc} \cong 1 \text{ Ф}_0/\text{В}$ проведем для нескольких случаев.

Рассмотрим случай, когда $\Phi_3 = 0$. Кроме того, положим, что интегратор выполнен на ОУ серии К544, а сумматор отсутствует. Тогда получим $\varphi_1 \cong \varphi_3 \cong \varphi_4 \cong \varphi_5 \cong \Phi$, $\varphi_2 \cong 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ Ф}_0/\text{К}$, т. е. дрейф магнитометра определяется дрейфом напряжения смещения интегратора. Следует заметить, что при оценке дрейфа в схеме без сумматора в формулах (11) нужно положить не только $W_\Sigma = 0$, но и $e_c = \partial e_c / \partial T = 0$. Это объясняется тем, что при $W_\Sigma = 0$ (сумматор отключен, но из цепи не исключен) дрейф $\partial e_c / \partial T$ остается, так как физически он действует на выходе ОУ сумматора. Если значение $\Phi_3 \neq 0$, то возникает ток через резистор обратной связи и появляется дрейф, вызванный температурной нестабильностью его величины. Этот дрейф относится к параметрическому виду [4]. Существенно, что значение дрейфа зависит от величины Φ_3 . Так, $\varphi_1 \cong (2-5)10^{-5} \text{ Ф}_3/\text{Ф}_0$.

В нашем случае ($W_{oc} = 1 \text{ Ф}_0/\text{В}$) диапазон тесламетра составляет $\pm 10 \text{ Ф}_0$ и значение Φ_3 лежит в тех же пределах. При этом дрейф может достигать значительной величины $(2-5)10^{-5} \text{ Ф}_0/\text{К}$. Возможный путь уменьшения этой составляющей — помещение элементов, образующих W_{oc} , в термостат. В частности, можно разместить резистор обратной связи в криостате с жидким хладагентом. В этом случае диапазон температурных флуктуаций составит около 10^{-2} К , что позволит уменьшить вклад составляющей φ_4 до уровня $(2-5)10^{-6} \text{ Ф}_0/\text{К}$.

В практических схемах, содержащих сумматор, появляются дополнительные источники дрейфа, в частности, дрейф смещения нуля ОУ и дрейф источника напряжения компенсации потока Φ_3 . Как видно из рис. 1, цепь каскадного соединения W_{oc} , W_Σ является цепью подачи обратной связи тесламетра, поэтому дрейф сумматора не ослабляется петлей обратной связи и полностью присутствует на выходе. Если сумматор построить на ОУ серии К544УД3, то для φ_5 получим

$$\varphi_5 \cong \frac{1}{\Phi_0} \left\{ [(1-2,5)10^{-6}W_\Sigma]^2 + 5 \cdot 10^{-5}(1 + |W_\Sigma|)^2 \right\}^{1/2}.$$

Как видно, вклад, обусловленный дрейфом напряжения смещения ОУ, может быть весьма значительным и возрастает с повышением коэффициента передачи сумматора.

Дрейфовая составляющая φ_4 , обусловленная наличием в сумматоре цепей смещения нуля и компенсации потока Φ_3 , вносит вклад, который оценивается как

$$\varphi_4 \cong \frac{1}{\Phi_0} \left\{ \left[(10^{-5} - 10^{-4}) \frac{\Phi_3}{\Phi_0} \right]^2 + [5 \cdot 10^{-5}(1 + |W_\Sigma|)]^2 \right\}^{1/2}.$$

Здесь $10^{-5} \text{ Ф}_3/\text{Ф}_0$ соответствует дискретной установке нуля, $10^{-4} \text{ Ф}_3/\text{Ф}_0$ — плавной.

Проиллюстрируем зависимость составляющих дрейфа СТ от типа ОУ (см. таблицу) на примере диаграмм 1—3 (расчет произведен без пренебрежения вкладом токовых составляющих для всех $\varphi_1-\varphi_5$).

Как следует из полученных оценок, использование сумматора на ОУ К544 приводит к температурному дрейфу $10^{-4}-10^{-3} \text{ Ф}_0/\text{К}$, что неприемлемо для многих приложений, где требуется исследование слабых магнитных полей на частотах, лежащих в области дрейфа. Более подходящими для сумматора являются ОУ К140УД17 или AD705, имеющие малое значение напряжения смещения нуля. При этом можно на 1—2 порядка уменьшить вклад φ_5 . Однако

Диаграмма 1
Составляющие дрейфа $\varphi_1-\varphi_5$ СТ, систематизированные по типам ОУ таблицы ($\Phi_3 = 1 \Phi_0$)

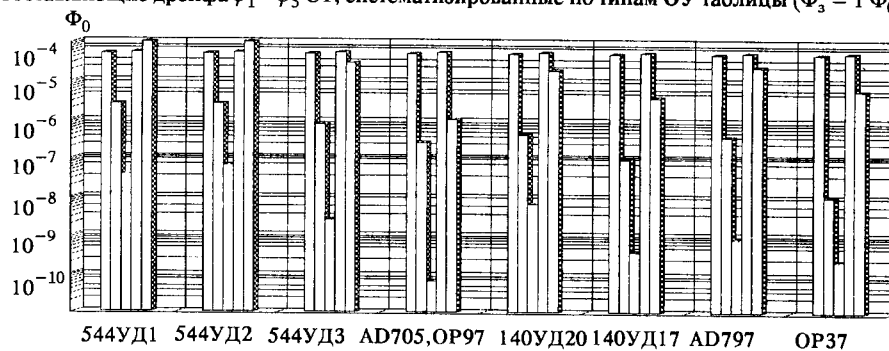


Диаграмма 2
Составляющие дрейфа $\varphi_1-\varphi_5$, систематизированные по одноименным φ для типов ОУ таблицы ($\Phi_3 = 1 \Phi_0$)

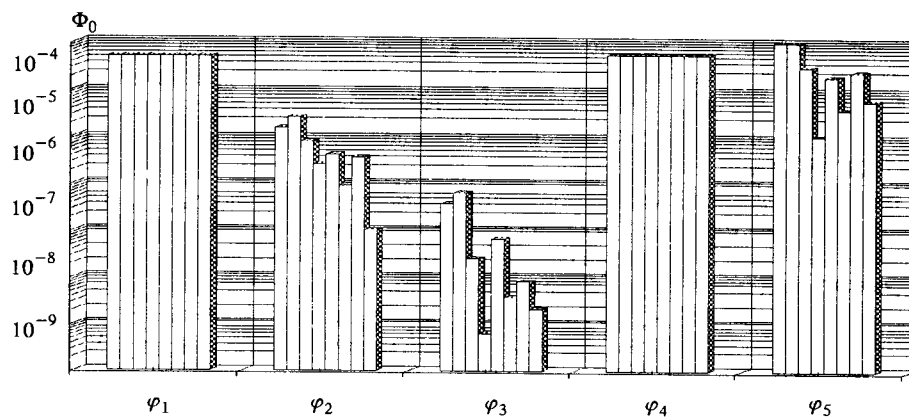
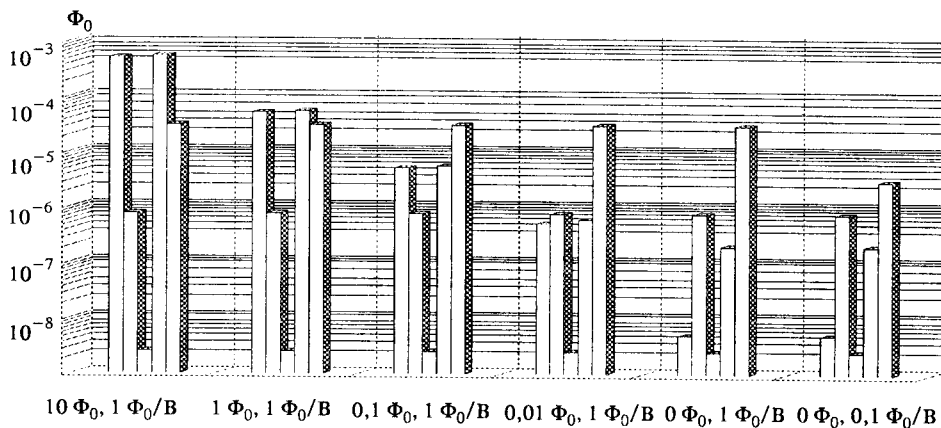


Диаграмма 3
Зависимость дрейфа для ОУ 544УД3
для разных значений замороженного $\Phi_3 = 10 \Phi_0-0$ и разной глубины ОС $1 \Phi_0-0,1 \Phi_0$



такая замена возможна лишь для тесламетров с небольшой скоростью слежения, так как названные ОУ не относятся к быстродействующим.

Закключение. Проведен анализ причин аппаратного дрейфа нуля в СТ и осуществлено разбиение их на составляющие, при этом хорошо видно, какие именно составляющие в сочетании с особенностями структуры СТ вносят основной вклад в дрейф нуля.

Аналитические выражения составляющих дрейфа позволяют обоснованно проводить выбор типов, применяемых в СТ ОУ, прогнозировать уровень найденных значений дрейфа нуля.

Полученные количественные оценки дают возможность целенаправленно выработать основные меры в уменьшении влияния аппаратного дрейфа нуля в целом за счет последовательной борьбы с его составляющими и проектировать СТ в зависимости от предъявляемых к ним требований. Хорошо видно влияние на дрейф нуля величины Φ_3 и глубины обратной связи.

Так, например, если составляющие дрейфа нуля ($\varphi_2, \varphi_3, \varphi_5$), определяемые параметрами ОУ (с учетом требований к параметрам СТ), на первом этапе уже уменьшены за счет выбора типа ОУ (диаграмма 1), то, как следует из изложенного и диаграммы 2 (здесь $\Phi_3 = 1 \Phi_0$, если $\Phi_3 = 0,1 \Phi_0$, то φ_1, φ_4 и φ_2, φ_5 соизмеримы), дрейф нуля магнитометра далее в значительной степени определяется значением потока $\Phi_3(\varphi_1, \varphi_4)$. Для уменьшения влияния Φ_3 на температурную нестабильность нулевого уровня СТ (захвата его меньшего значения) и влияния составляющей φ_5 следует по возможности проводить измерение слабых сигналов на пределах измерения СТ 1—2 Φ_0 и менее. В тесламетрах с пределами в несколько квантов магнитного потока рекомендуется осуществлять принудительный сброс с целью захвата рабочей точки с меньшими значениями Φ_3 . После уменьшения влияния составляющих φ_1 и φ_4 (диаграмма 3) далее вновь появляется смысл в улучшении параметров СТ за счет выбора типа ОУ (диаграмма 1).

Следует отметить, что полученные оценки составляющих $\varphi_1—\varphi_5$, количественные соотношения между ними, подходы к их уменьшению не являются очевидными. Так, до проведенного анализа специальных мер по уменьшению величины Φ_3 и глубины обратной связи как основных факторов, влияющих на дрейф нуля в СТ, нами не принималось.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Слабая сверхпроводимость. Квантовые интерферометры и их применения /Под ред. Б. Б. Шварца, С. Фонера: Пер. с англ. М.: Мир, 1980.
2. Горст В. Г., Гольшев Н. В., Моторин С. В. и др. Исследование сверхпроводникового тесламетра в рабочем эталоне единицы магнитной индукции слабого переменного магнитного поля // Измерительная техника. 1989. № 6.
3. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988.
4. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. М.: Мир, 1982.
5. Резисторы: Справочник /Под ред. И. И. Четвертакова. М.: Энергоиздат, 1981.

Поступила в редакцию 28 июня 1996 г.