

**РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ
ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ
КОМПЕНСАЦИОННОГО
ИЗМЕРИТЕЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ
ПРОВОДИМОСТИ МОРСКОЙ ВОДЫ
С ИНДУКТИВНЫМ ДАТЧИКОМ**

В.И.Забурдаев, Д.М.Васильев, А.Н.Греков

Морской гидрофизический институт
НАН Украины
г. Севастополь, ул. Капитанская, 2
E-mail: oaoi@alpha.mhi.iuf.net

Используя основное уравнение измерения в статике, произведена оценка необходимой стабильности параметров основных функциональных узлов, разрядности ЦАП компенсационного измерителя электропроводимости морской воды, обеспечивающих заданные технические характеристики изделий в целом.

Введение. В процессе анализа требований технического задания на разработку, а также в процессе выбора возможного варианта построения измерительного устройства возникает необходимость предварительной оценки требований к каждому функциональному узлу будущей структурной схемы проектируемого изделия. Особенно необходима такая оценка при желании создать изделие с оптимальными показателями по точности, надежности и стоимости.

В настоящей статье изложен такой подход к разработке канала измерения относительной электрической проводимости (ОЭП) морской воды для гидрохимического зонда (ГХЗ) и морской прибрежной гидрометеорологической станции (МПГС) по заданию Министерства экологии Украины.

Исходными данными послужили требования технического задания на измерительные каналы, приведенные в таблице 1.

Таблица 1 – Основные требования к измерителю ОЭП

№ п/п	Наименование требований Технического задания	Требуемые показатели	
		ГХЗ	МПГС
1	Диапазон измерения ОЭП	0,01 – 1,7	0,01 – 1,7
2	Суммарная допустимая погрешность измерения при доверительной вероятности P=0,95	$3 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-3}$
3	Случайная погрешность измерения при доверительной вероятности P=0,95	$3 \cdot 10^{-5}$	$3 \cdot 10^{-4}$
4	Максимальная частота отсчетов, Гц	25	10
5	Среднее время наработки на отказ, час	5000	5000
6	Межповерочный интервал, сутки, не менее	60 (при условии непрерывной и необслуживаемой работы в течении 1 суток)	100 (при условии круглосуточной непрерывной и необслуживаемой работы)
7	Диапазон рабочих температур, °С	минус 2 – 35	минус 2 – 35
8	Обеспечение герметичности и сохранности метрологических характеристик изделия при внешнем гидростатическом давлении, МПа, не менее	20	2
9	Обеспечение надежности и сохранности метрологических характеристик после воздействий внешних температур в диапазоне, °С	минус 40 – 50	минус 40 – 50
10	Обеспечение надежности и сохранности метрологических характеристик после воздействия Вибраций: - в диапазоне частот, Гц - с ускорением, м/с ²	5 – 80 19,6	5 – 80 19,6

За основу при проектировании измерителя выбрана структурная схема компенсационного (уравновешивающего) измерителя электрической проводимости с двухтрансформаторным индуктивным датчиком, хорошо зарекомендовавшая себя в гидрологических зондах ИСТОК-7 (разработка МГИ и СКТБ МГИ АН УССР) [1]. Наличие современной малогабаритной элементной базы с высокими метеорологическими характеристиками и скоростными вычислительно-управляющими возможностями может позволить на несколько порядков уменьшить массо-габаритные параметры изделия.

Расчет параметров функциональных узлов

Структурная схема измерителя. Общая функционально-структурная схема измерителя приведена на рис. 1, где обозначено: 1 – генератор синусоидального сигнала для питания датчика электропроводимости; 2 – датчик электропроводимости с первичным трансформатором Тр 1, вторичным трансформатором Тр 2 и замкнутым витком воды с сопротивлением R_v и током I_B ; 3 – нуль-орган, состоящий из усилителя переменного тока 4 и фазовых различителей (детекторов) полезного сигнала 5 и квадратурного сигнала 6; 7 – фазовращатель для сдвига на 90° опорного напряжения для фазового различителя полезного сигнала; 8 – делитель напряжения с цифровым управлением в цепи компенсации полезного сигнала $I_{КПС}$; 9 – делитель напряжения с цифровым управлением в цепи компенсации квадратурного сигнала $I_{ККС}$; 10, 11 – реверсивные счетчики в цепях компенсации полезного и квадратурного сигналов соответственно; 12, 13 – контроллеры в цепях компенсации полезного и квадратурного сигналов соответственно; $R_{доб}$, $C_{ККС}$ – добавочное сопротивление и конденсатор в цепи компенсации полезного и квадратурного сигналов соответственно.

Делители напряжения 8 и 9 выполняются на базе перемножающих ЦАП с резистивными матрицами, с использованием бу-

ферного усилителя с коэффициентом усиления по напряжению $K_1 = 1$ с большим входным и малым выходным сопротивлениями, включаемого между источником опорного напряжения (обмотка W_3) и входом REF ЦАП, чтобы не подгружать источник опорного напряжения, а также с повторителем напряжения ($K_2 = 1$) на выходе ЦАП с низким выходным сопротивлением. Структурная схема узлов 8 и 9 показана на рис. 2.

Основное уравнение измерения.

Работа схемы заключается в автоматическом уравновешивании намагничивающей силы обмотки $W_4(I_B \cdot W_4)$ намагничивающей силой обмоток $W_5(I_{КПС} \cdot W_5)$ и $W_7(I_{ККС} \cdot W_7)$ трансформатора Тр 2. При этом происходит компенсация как полезного сигнала (активной составляющей тока) I_B , так и реактивной (квадратурной) составляющей I_B одновременно.

При полном уравновешивании по обеим компонентам намагничивающей силы ($I_B \cdot W_2$) на выходе обмотки W_6 датчика электропроводимости должно установиться напряжение $U_6 = 0$. Именно в этот момент устанавливается следующее соотношение

$$I_B \cdot W_2 = I_{КПС} \cdot W_5 + I_{ККС} \cdot W_7; \quad (1)$$

Найдем в общем виде токи I_B , $I_{КПС}$ и $I_{ККС}$

$$I_B = \dot{U}_Г \cdot \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{1}{j\omega(L_2 + L_4) + R_6}. \quad (2)$$

Учитывая тот факт, что входные сопротивления буферных усилителей $R_{вх.б.у.} \gg j\omega L_3$, можем записать

$$I_{КПС} = \dot{U}_Г \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_8 \cdot \frac{1}{(R_{вх})_8 + R_{доб} + j\omega L_5}; \quad (3)$$

$$I_{ККС} = \dot{U}_Г \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_9 \cdot \frac{1}{(R_{вх})_9 - j \frac{1}{\omega C_{ККС}} + j\omega L_7}; \quad (4)$$

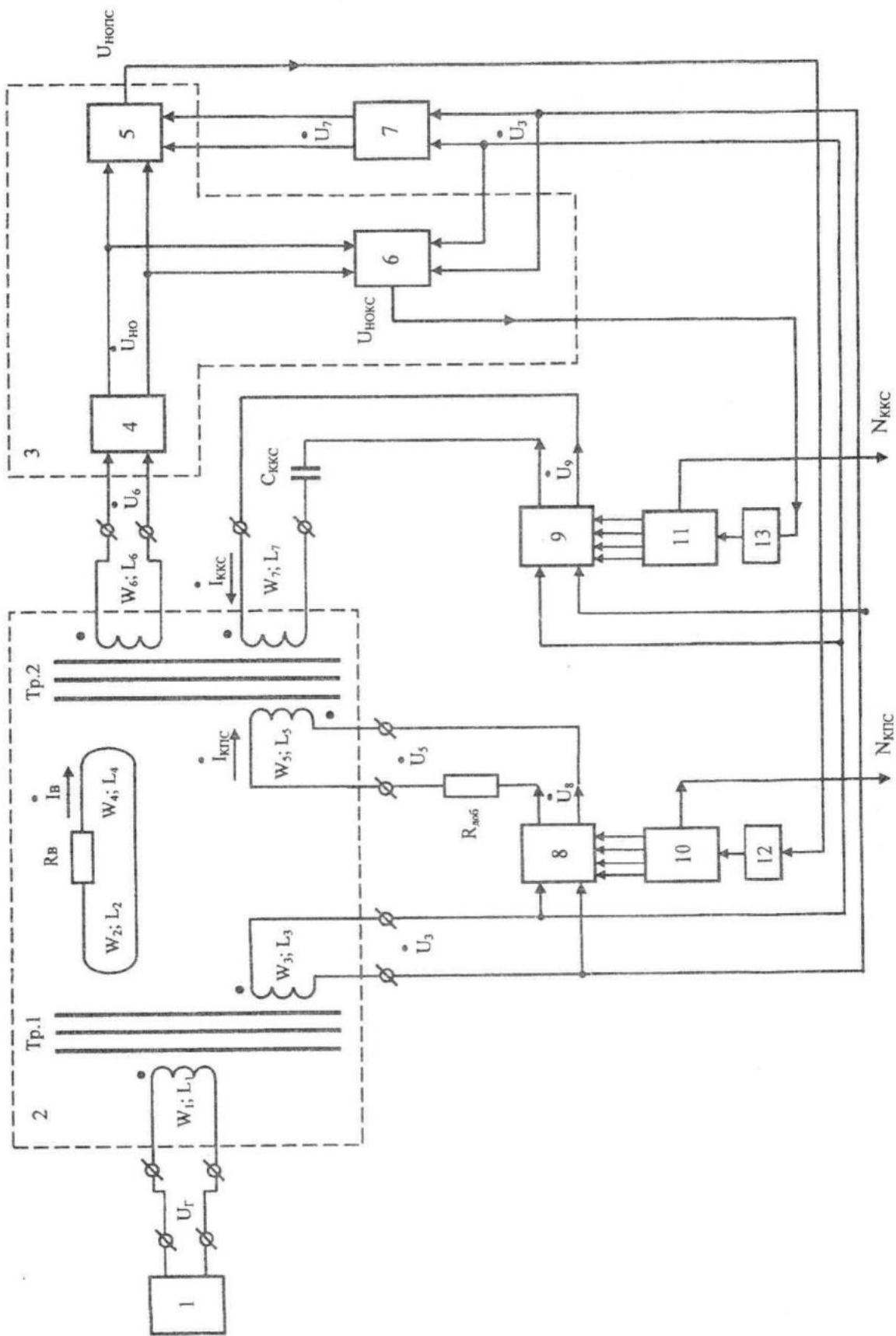


Рис. 1 – Функционально-структурная схема измерителя электропроводности морской воды с индуктивным датчиком

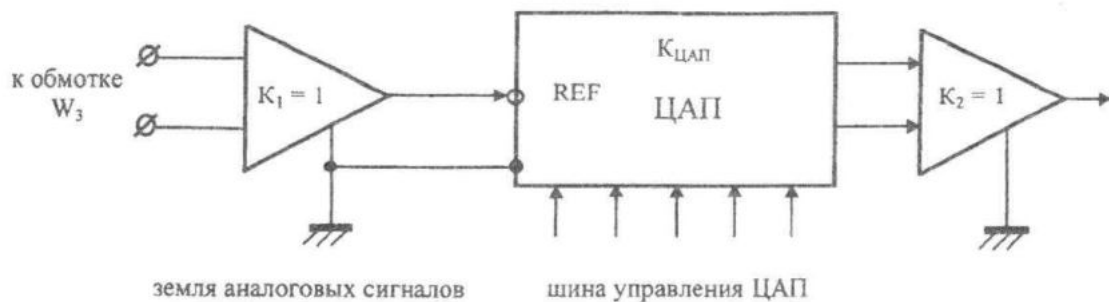


Рис. 2 – Структурная схема управляемого делителя напряжения

Опуская промежуточные выкладки, сразу запишем активные (полезные) и реактивные (квадратурные) составляющие полных токов

$$\dot{I}_s = (I_s)_a + j(I_s)_p; \quad (5)$$

$$\dot{I}_{КПС} = (I_{КПС})_a + j(I_{КПС})_p; \quad (6)$$

$$\dot{I}_{ККС} = (I_{ККС})_a + j(I_{ККС})_p; \quad (7)$$

где индекс "а" означает активная составляющая, а индекс "р" – реактивная составляющая.

$$(I_s)_a = U_\Gamma \cdot \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{G_s}{1 + \omega^2(L_2 + L_4)^2 \cdot G_s^2}; \quad (8)$$

$$(I_s)_p = -U_\Gamma \cdot \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{\omega \cdot G_s^2(L_2 + L_4)}{1 + \omega^2(L_2 + L_4)^2 \cdot G_s^2}; \quad (9)$$

$$(I_{КПС})_a = U_\Gamma \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_8 \cdot \frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_5^2}; \quad (10)$$

$$(I_{КПС})_p = -U_\Gamma \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_8 \cdot \frac{\omega L_5}{R_1^2 + \omega^2 L_5^2}; \quad (11)$$

$$(I_{ККС})_a = U_\Gamma \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_9 \cdot \frac{(R_{вых})_9}{(R_{вых})_9^2 + (\omega L_7 - \frac{1}{\omega C_{ККС}})^2}; \quad (12)$$

$$(I_{ККС})_p = -U_\Gamma \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_9 \cdot \frac{(\omega L_7 - \frac{1}{\omega C_{ККС}})}{(R_{вых})_9^2 + (\omega L_7 - \frac{1}{\omega C_{ККС}})^2}; \quad (13)$$

где $R_1 = (R_{вых})_8 + R_{доб}$.

Распространяя уравнение (1) на активную и реактивную составляющие токов и учитывая выражения (6-12), получим в момент равенства нулю намагничивающей силы в сердечнике Тр 2

$$U_{\Gamma} \cdot \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{G_s \cdot W_4}{1 + \omega^2 (L_2 + L_4)^2 \cdot G_s^2} = U_{\Gamma} \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_8 \cdot \frac{R_1 \cdot W_5}{R_1^2 + \omega^2 L_5^2} + U_{\Gamma} \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_9 \cdot \frac{(R_{\text{вых}})_9 \cdot W_7}{(R_{\text{вых}})_9^2 + (\omega L_7 - \frac{1}{\omega C_{\text{ККС}}})^2}; \quad (14)$$

$$U_{\Gamma} \cdot \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{\omega \cdot G_s \cdot (L_2 + L_4) \cdot W_4}{1 + \omega^2 (L_2 + L_4)^2 \cdot G_s^2} = U_{\Gamma} \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_8 \cdot \frac{\omega L_5 \cdot W_5}{R_1^2 + \omega^2 L_5^2} + U_{\Gamma} \cdot \frac{W_3}{W_1} \cdot K_9 \cdot \frac{(\omega L_7 - \frac{1}{\omega C_{\text{ККС}}}) \cdot W_7}{(R_{\text{вых}})_9^2 + (\omega L_7 - \frac{1}{\omega C_{\text{ККС}}})^2}; \quad (15)$$

Искомая проводимость витка воды G_s в момент полной компенсации намагничивающей силы $i_B \cdot W_4$ может быть найдена из выражения (14)

$$G_s - (A + B) \omega^2 \cdot (L_2 + L_4)^2 \cdot G_s^2 = A + B, \quad (16)$$

$$\text{где } A = \frac{W_3 \cdot W_5}{W_2 \cdot W_4} \cdot \frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_5^2} \cdot K_8; \quad (17)$$

$$B = \frac{W_3 \cdot W_7}{W_2 \cdot W_4} \cdot \frac{(R_{\text{вых}})_9}{(R_{\text{вых}})_9^2 + (\omega L_7 - \frac{1}{\omega C_{\text{ККС}}})^2} \cdot K_9. \quad (18)$$

Произведем оценку значений A и B . Обычно для малогабаритных индуктивных датчиков с сердечниками из аморфных материалов или ферритов индуктивность одного витка не превышает $L_{W=1} \leq 10 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$, а число витков в обмотках трансформаторов Тр 1, Тр 2 составляет: $W_1 \leq 40$; $W_2 = W_4 = 1$; $W_3 \leq 40$; $W_5 \leq 6$; $W_6 \leq 100$; $W_7 \leq 5$.

Частота генератора не превышает $f_{\Gamma} \leq 10^4 \text{ Гц}$ ($\omega = 6,28 \cdot 10^4$); проводимость витка воды при максимальной солености $S = 42$ и максимальной температуре $t = 35 \text{ }^\circ\text{C}$ не превышает $G_s \leq 0,01 \text{ Ом}$, ем-

кость для компенсации квадратурной составляющей не превышает $C \leq 1 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$, сопротивление

$$R_1 = [(R_{\text{вых}})_8 + R_{\text{доб}}] \leq 5 \cdot 10^3 \text{ Ом}, \text{ а}$$

$(R_{\text{вых}})_8 = (R_{\text{вых}})_9 \leq 0,1 \text{ Ом}$ (для повторителей напряжения, построенных на базе операционного усилителя типа ОР2177 фирмы Analog Devices).

Учитывая, что $(K_8)_{\text{max}} = (K_9)_{\text{max}} = 1$, а $L_i = L_{W=1} \cdot W_i^2$ получим

$$B \approx 0. \quad (19)$$

$$G_s - A \cdot \omega^2 (L_2 + L_4)^2 \cdot G_s^2 = A. \quad (20)$$

Как видно из выражений (16), (20) измеряемая проводимость G_6 нелинейно связана с выходным информативным параметром коэффициента преобразования ЦАП K_8 , причем нелинейность вызвана конечными значениями ω, L_2, L_4 .

$$\left(\frac{\Delta G_6}{(G_6)_{\max}} \right)_H \cdot 100 \approx \frac{\omega^2 (L_2 + L_4)^2 \cdot G_6^2 \cdot A}{A} \cdot 100 = 39,4 \cdot 10^8 \cdot 4 \cdot 10^{-10} \cdot 1 \cdot 10^{-4} \cdot 100 = 0,016 \%$$

Таким образом, с погрешностью не более 0,016 % можно написать

$$G_6 = A = W_3 \cdot W_5 \cdot \frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_5^2} \cdot K_8 = 0,06 \cdot K_8. \quad (21)$$

Проанализируем взаимосвязь квадратурной составляющей намагничивающей силы с коэффициентом передачи K_9 , взяв за основу уравнение (15)

$$G_6 \cdot D = K_8 \cdot E + H \cdot K_9, \quad (22)$$

$$\text{где } D = \frac{W_2 \cdot W_4 \cdot \omega (L_2 + L_4)}{1 + \omega^2 (L_2 + L_4)^2 \cdot G_6^2}; \quad (23)$$

$$E = \frac{W_3 \cdot W_5 \cdot \omega L_5}{R_1^2 + \omega^2 L_5^2}; \quad (24)$$

$$H = \frac{W_3 \cdot W_7 \left(\omega L_7 - \frac{1}{\omega C_{ККС}} \right)}{(R_{\text{вкл}})_9^2 + \left(\omega L_7 - \frac{1}{\omega C_{ККС}} \right)^2}. \quad (25)$$

Подставляя в выражения (23) – (25) вышеприведенные значения частоты, индуктивностей, емкости $C_{ККС}$, сопротивления R_1 , получим

$$D = 2 \cdot 10^{-5}; E = 3,4 \cdot 10^{-4}; H = -0,0126.$$

$$2 \cdot 10^{-5} \cdot G_6 = 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot K_8 - 0,0126 \cdot K_9. \quad (26)$$

Подставляя в (26) $K_8 = 16,666 \cdot G_6$ (см. (21)), получим

Задаваясь максимальными значениями ω, L_2, L_4 , приведенными выше, получим максимальную оценку нелинейности функции $G_6 = f(K_8)$ при $(G_6)_{\max} = 0,010 \text{ Ом}$

$$K_9 = 0,4476 \cdot G_6. \quad (27)$$

Таким образом, реактивная составляющая при постоянных значениях $L_2, L_4, L_5, L_7, C_{ККС}$ полностью определяется проводимостью витка воды G_6 . Однако это справедливо в том случае, если цифроаналоговые преобразователи не обладают реактивной составляющей (емкостной или индуктивной) в выходном импедансе. На самом деле практически все ЦАП имеют внутреннюю паразитную емкостную нагрузку, что может сдвигать фазу компенсирующего тока $J_{ККС}$, вследствие чего действительное значение K_9 в момент компенсации может значительно отличаться от вычисленного по выражению (27). Более того, на выходной тор Тр 2 датчика электропроводности может оказывать влияние внешнее поле тора Тр 1, наводя в нем паразитный магнитный поток Φ_{90} , сдвинутый на 90° относительно полезного потока Φ_6 , создаваемого током витка воды J_6 . Также квадратурный сигнал на выходных концах обмотки W_6 и на продолжающих их соединительных проводах может наводиться от проводов, соединяющих генератор с питающей обмоткой W_1 .

В связи с этим реальный диапазон изменчивости K_9 может быть много шире определяемого формулой (27), в связи с чем

информация о действительной квадратурной составляющей не может быть использована для оценки проводимости витка воды G_g . Однако наличие компенсатора квадратурной составляющей позволяет обеспечить максимальную чувствительность нуля-органа по полезному сигналу рассогласования и обеспечить наилучшую разрешающую способность измерителя электропроводимости морской воды.

Оценка параметров функциональных узлов измерителя.

Оценка параметров функциональных узлов производится в два этапа. На первом этапе производится оценка допустимой нестабильности параметров узлов, обеспечивающих заданную точность измерений, а на втором этапе (при разработке конкретной электрической схемы) определяются номинальные значения этих параметров. Для этой цели исходной информацией является основное уравнение измерения (20). Учитывая малую нелинейность выражения (20), не превышающую 0,016 %, запишем

$$G_g = \frac{W_3 \cdot W_5}{W_2 \cdot W_4} \cdot \frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_5^2} \cdot K_8. \quad (28)$$

Как видно из выражения (28) суммарная погрешность измерения $(\Delta G_g)_\Sigma$ будет зависеть от нестабильности сопротивления R_1 , частоты ω , индуктивности L_5 и коэффициента передачи K_8 . Поскольку в ЦАП входит входной буферный усилитель с коэффициентом усиления опорного напряжения \dot{U}_3 , $K_1 = 1$, собственно ЦАП с коэффициентом передачи $K_{ЦАП}$ и выходного буферного усилителя $K_2 = 1$, то $K_8 = K_1 \cdot K_{ЦАП} \cdot K_2$ и выражение (28) примет вид

$$G_g = K \cdot \frac{1}{R_1^2 + \frac{\omega^2 L_5^2}{R_1}} \cdot K_1 \cdot K_{ЦАП} \cdot K_2, \quad (29)$$

где $K = \frac{W_3 \cdot W_5}{W_2 \cdot W_4} = const.$

Учитывая, что $\frac{\omega^2 L_5^2}{R_1} = 3 \cdot 10^{-5} \ll R_1$,

можно записать

$$G_g = K \cdot \frac{1}{R_1} \cdot K_1 \cdot K_{ЦАП} \cdot K_2. \quad (30)$$

Электрическая проводимость витка воды G_g связана с относительной электрической проводимостью морской воды γ (что в конечном счете следует измерить) соотношением

$$\gamma = G_g \cdot K_{дат} \cdot K_3, \quad (31)$$

где $K_{дат} = \frac{l}{S}$ – геометрическая постоянная датчика электропроводимости;

l – средняя длина объемного витка воды, охватывающего датчик;

S – средняя площадь сечения объемного витка;

$$K_3 = \frac{1}{\chi_{35,15,0}} \approx 0,233 \frac{M}{C.M} = const.$$

$$\chi_{35,15,0} \approx 4,29 \frac{C}{O.M \cdot M} \text{ – удельная электрическая}$$

проводимость стандартной морской воды с соленостью точно 35 единиц практической солености при температуре точно 15 °С и атмосферном давлении.

В связи с этим основное уравнение измерения относительной электрической проводимости примет вид

$$\gamma = K \cdot \frac{1}{R_1} \cdot K_1 \cdot K_{ЦАП} \cdot K_2 \cdot K_{дат} \cdot K_3. \quad (32)$$

Поскольку функция (32) дифференцируема по отношению каждого входящего в нее независимого аргумента $R_1, K_1, K_{ЦАП}, K_2, K_{дат}$ (за исключением констант K, K_3), суммарная абсолютная погрешность измерения $(\Delta \gamma)_\Sigma$ может быть определена по следующему выражению

$$\begin{aligned}
 (\Delta\gamma)_{\Sigma} &= \frac{\partial\gamma}{\partial R_1} \cdot \Delta R_1 + \frac{\partial\gamma}{\partial(K_1)} \cdot \Delta K_1 + \frac{\partial\gamma}{\partial(K_{\text{ЦАП}})} \cdot \Delta K_{\text{ЦАП}} + \\
 &+ \frac{\partial\gamma}{\partial(K_2)} \cdot \Delta K_2 + \frac{\partial\gamma}{\partial(K_{\text{дат}})} \cdot \Delta K_{\text{дат}} \quad ,
 \end{aligned}
 \tag{33}$$

а суммарная относительная погрешность $\left(\frac{\Delta\gamma}{\gamma_{\text{max}}}\right)$ по выражению

$$\left(\frac{\Delta\gamma}{\gamma_{\text{max}}}\right)_{\Sigma} = \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta(K_1)}{K_1} + \frac{\Delta(K_{\text{ЦАП}})}{(K_{\text{ЦАП}})_{\text{max}}} + \frac{\Delta(K_2)}{K_2} + \frac{\Delta(K_{\text{дат}})}{K_{\text{дат}}} \quad .
 \tag{34}$$

В связи с тем, что пока неизвестны конкретные значения $R_1, K_1, K_{\text{ЦАП}}, K_2, K_{\text{дат}}$, а известны только абсолютное значение допустимой суммарной погрешности $(\Delta\gamma)_{\text{дон}}$ и γ_{max} (см. табл. 1) из выражения (34) можно оценить только допустимую относительную нестабильность

$R_1, K_1, K_{\text{ЦАП}}, K_2, K_{\text{дат}}$ в диапазоне температур от минус 40 до 50 °С в течение 60 (для ГХЗ) и 100 суток (для МПГС), как это указано в техническом задании (см. табл. 1).

Предполагая случайную природу и независимость нестабильности отдельных составляющих в правой части выражения (34), можно написать

$$\left(\frac{\Delta\gamma}{\gamma_{\text{max}}}\right)_{\Sigma} = \left\{ \left[\frac{\Delta(R_1)}{R_1}\right]^2 + \left[\frac{\Delta(K_1)}{K_1}\right]^2 + \left[\frac{\Delta(K_{\text{ЦАП}})}{K_{\text{ЦАП}}}\right]^2 + \left[\frac{\Delta(K_2)}{K_2}\right]^2 + \left[\frac{\Delta(K_{\text{дат}})}{K_{\text{дат}}}\right]^2 \right\}^{1/2} \quad .
 \tag{35}$$

Задаваясь условием равного вклада каждого слагаемого в правой части выражения (35) в суммарную погрешность измерения, получим:

$$\frac{\Delta(X_i)}{X_i} = \frac{\Delta(R_1)}{R_1} = \frac{\Delta(K_1)}{K_1} = \frac{\Delta(K_{\text{ЦАП}})}{(K_{\text{ЦАП}})_{\text{max}}} = \frac{\Delta(K_2)}{K_2} = \frac{\Delta(K_{\text{дат}})}{K_{\text{дат}}} = \frac{1}{\sqrt{5}} \left(\frac{\Delta\gamma}{\gamma_{\text{max}}}\right)_{\Sigma} \quad .
 \tag{36}$$

Относительная допустимая нестабильность каждого параметра в выражении (32) не должна превышать:

$$\begin{aligned}
 \text{— для ГХЗ —} & \left[\frac{\Delta(X_i)}{X_i}\right]_{\text{дон}} \leq \frac{1}{\sqrt{5}} \cdot \frac{3 \cdot 10^{-4}}{1,7} = 8 \cdot 10^{-4} \quad (8 \cdot 10^{-2} \%) ; \\
 \text{— для МПГС —} & \left[\frac{\Delta(X_i)}{X_i}\right]_{\text{дон}} \leq \frac{1}{\sqrt{5}} \cdot \frac{3 \cdot 10^{-3}}{1,7} = 8 \cdot 10^{-3} \quad (0,8 \%) .
 \end{aligned}$$

Допуская равное влияние температуры и временного старения на стабильность параметров схемы измерения, получим

$$\left[\frac{\Delta(X_i)}{X_i}\right]_t = \left[\frac{\Delta(X_i)}{X_i}\right]_{\text{ст}} = \pm \frac{1}{2} \left[\frac{\Delta(X_i)}{X_i}\right]_{\text{дон}} \quad .
 \tag{37}$$

Тогда температурный коэффициент изменчивости любого i -того элемента в рабочих условиях не должен превышать

$$TKX_i \leq \frac{1}{2 \cdot (\Delta t)_{\text{раб}}} \cdot \left[\frac{\Delta(X_i)}{X_i} \right]_{\text{дон}}, \quad (38)$$

где $(\Delta t)_{\text{раб}} = t_{\text{max}} - t_{\text{min}} = 37^\circ \text{C}$ — диапазон изменчивости рабочей температуры.

Следовательно, фактическое значение температурного коэффициента для любого элемента X_i не должно превышать:

— для ГХЗ —

$$TKX_i \leq \frac{1}{2 \cdot 37} \cdot 8 \cdot 10^{-4} = \pm 1,1 \cdot 10^{-5} 1/^\circ \text{C};$$

— для МПГС —

$$TKX_i \leq \frac{1}{2 \cdot 37} \cdot 8 \cdot 10^{-3} = \pm 1,1 \cdot 10^{-4} 1/^\circ \text{C};$$

Оценка разрядности ЦАП.

Конкретное значение разрядности ЦАП в цепи компенсации полезного сигнала (блок 8 на схеме рис. 1) определяется по допустимой случайной погрешности $\Delta \gamma$ измерителя в целом. Коэффициент передачи ЦАП в режиме перемножителя опорного напряжения определяется формулой

$$(K_{\text{ЦАП}})_i = \frac{N_i}{N_{\text{max}}}, \quad (39)$$

где $N_{\text{max}} = 2^n$ — максимальное число в десятичной системе, поступающее на цифровой вход ЦАП и определяющее количество различных градаций коэффициента передачи ЦАП;

n — максимальная разрядность двоичного слова, поступающего на цифровой вход ЦАП;

N_i — текущее число в десятичной системе счисления, поступающее на цифровой вход

и определяющее конкретный коэффициент передачи $K_{\text{ЦАП}}$ в i -тый момент времени.

Из теории квантования по уровню известно, что среднее квадратическое значение погрешности квантования σ_K оценивается по формуле

$$\sigma_K = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \delta, \quad (40)$$

где δ — минимальная ступень квантования (квант).

Поскольку в техническом задании оговорена величина случайной погрешности $\Delta \gamma$ на уровне доверительной вероятности $P=0,95$, то средняя квадратическая погрешность измерителя в целом при нормальном законе ее распределения будет равна

$$\sigma(\gamma) = \frac{\Delta \gamma}{2}, \quad (41)$$

Приняв условие $\frac{\sigma_K}{K_{\text{max}}} \leq \frac{\sigma(\gamma)}{\gamma_{\text{max}}}$ и переходя к относительным случайным погрешностям, получим

$$\delta \leq (K_{\text{ЦАП}})_{\text{max}} \cdot 2 \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{\sigma(\gamma)}{\gamma_{\text{max}}}. \quad (42)$$

Следовательно, число разрядов n_8 ЦАП в цепи компенсации полезного сигнала должно быть не менее

$$n_8 \geq \log_2 \frac{(K_{\text{ЦАП}})_{\text{max}}}{\delta} = \log_2 \left[\frac{\gamma_{\text{max}}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot \sigma(\gamma)} \right], \quad (43)$$

что при $(K_{\text{ЦАП}})_{\text{max}} = 1$ составит:

$$\text{— для ГХЗ — } n_8 \geq \log_2 \left[\frac{1,7}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot 3 \cdot 10^{-4}} \right] = \log_2 16050 = 13,97;$$

$$\text{— для МПГС — } n_8 \geq \log_2 \left[\frac{1,7}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot 3 \cdot 10^{-3}} \right] = \log_2 1605 = 10,65.$$

Допуская запас на один разряд, получим необходимую разрядность ЦАП в цепи компенсации полезного сигнала:

- для ГХЗ - $13,97 < n = 15$;
- для МПГС - $10,65 < n = 12$.

Максимальный коэффициент деления $(K_9)_{\max}$ связан с коэффициентом деления $(K_8)_{\max}$ следующим выражением [см. уравнения (8) и (9)]

$$(K_9)_{\max} = \frac{(I_{\sigma})_p}{(I_{\sigma})_a} \cdot (K_8)_{\max} = (G_{\sigma})_{\max} \cdot \omega(L_2 + L_4) \cdot (K_8)_{\max}, \quad (44)$$

Для ранее оговоренных значений $(G_{\sigma})_{\max}$, ω , L_2 , L_4 , $(K_8)_{\max}$ найдем

$$(K_9)_{\max} = 0,01 \cdot 6,28 \cdot 10^4 (10 + 10) \cdot 10^{-6} \cdot 1,0 = 0,0125.$$

Тогда число разрядов n_9 ЦАП в цепи компенсации квадратурной составляющей с запасом в один разряд составит:

$$\text{- для ГХЗ } - n_9 \geq \log_2 [2^{n_8} \cdot (K_9)_{\max}] = \log_2 (2^{15} \cdot 0,0125) = 8,7;$$

$$\text{- для МПГС } - n_9 \geq \log_2 (2^{12} \cdot 0,0125) = 5,7.$$

Принимаем целое число разрядов n_9 :

- для ГХЗ - $(n_9)_{\text{ном}} = 9$;
- для МПГС - $(n_9)_{\text{ном}} = 6$.

Это номинальное число разрядов в ЦАП компенсации квадратурной составляющей, которое позволит скомпенсировать только реактивную составляющую в $I_{\text{в}}$, но не учитывает необходимость компенсации реактивных составляющих на выходе обмотки W_6 Тр 2, вызванных паразитными наводками на Тр 2 и концы обмотки W_6 разного происхождения, а также реактивностями обоих ЦАП.

В связи с этим разрядность n_9 следует выбирать больше номинального значения на 1-2 разряда, которые, возможно, придется использовать при реальной отладке схемы. Для этой цели желательно использовать двухканальный ЦАП с числом разрядов, равным $n = n_8$.

Оценка требований к генератору и нуль-органу

Величина выходного полезного сигнала на выходе обмотки W_6 , соответствующая одному кванту делителя напряжения K_8 , равна

$$(\Delta U_{\sigma})_{\text{кв}} = \frac{[(I_{\sigma})_a]_{\max} \cdot \omega \cdot L_4 \cdot W_6}{2^{n_8} \cdot W} = [(I_{\sigma})_a]_{\max} \cdot \frac{\omega \cdot L_{W=1} \cdot W_4^2}{2^{n_8} \cdot W_4} \cdot W_6; \quad (45)$$

Величина $(\Delta U_6)_{\text{кв}}$ должна превышать напряжение шума, приведенное ко входу усилителя нуль-органа, как минимум в десять раз (соотношение сигнал-шум $\frac{U_c}{U_{\text{ш}}} = 10$).

Используя в качестве предварительного

усилителя нуль-органа микросхему ОР2177 с уровнем шума от пика до пика $(U_{\text{ш}})_{\text{p-p}} \leq 0,4 \cdot 10^{-6}$ В в полосе частот 1-10 кГц, находим $(\Delta U_6)_{\text{кв}} \geq 10 \cdot 0,4 \cdot 10^{-6} = 4 \cdot 10^{-6}$ В.

Тогда

$$[(I_{\sigma})_a]_{\max} = (\Delta U_6)_{\text{кв}} \cdot \frac{2^{n_8} \cdot W_4}{\omega L_{W=1} \cdot W_4^2 \cdot W_6} = 4 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{2^{n_8}}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 10^{-5} \cdot 100} = 6,37 \cdot 10^{-8} \cdot 2^{n_8}, \quad (46)$$

и максимальный ток в витке воды должен быть не менее:

$$- \text{ для ГХЗ } - [(I_g)_a]_{\max} \geq 6,37 \cdot 10^{-8} \cdot 2^{15} = 2,1 \cdot 10^{-3} \text{ А};$$

$$- \text{ для МПГС } - [(I_g)_a]_{\max} \geq 6,37 \cdot 10^{-8} \cdot 2^{12} = 0,26 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Следовательно, напряжение U_r на выходе генератора должно быть не менее:

$$- \text{ для ГХЗ } - U_r \geq [(I_g)_a]_{\max} \cdot \frac{1}{(G_g)_{\max}} \cdot \frac{W_1}{W_2} = 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 40 = 8,4 \text{ В};$$

$$- \text{ для МПГС } - U_r = 0,26 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 40 = 1,04 \text{ В}.$$

При этом ток генератора без учета активных потерь в сердечнике и витке воды (рабочий режим трансформатора Тр 1 близок к режиму холостого хода из-за большого приведенного сопротивления витка воды

$$R'_g = (R_g)_{\max} \cdot \frac{W_1^2}{W_2^2} = 100 \cdot (40)^2 = 160000 \text{ Ом} \quad \text{к}$$

первичной обмотке) будет равен:

$$- \text{ для ГХЗ } - I_r = \frac{U_r}{\omega L_6} = \frac{U_r}{\omega L_{W=1} \cdot W_1^2} = \frac{8,4}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 10^{-5} \cdot 1600} = 8,36 \cdot 10^{-3} \text{ А};$$

$$- \text{ для МПГС } - I_r = \frac{1,04}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 10^{-5} \cdot 1600} = 1,035 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Мощность потребления трансформаторным датчиком электрической проводимости составит:

$$- \text{ для ГХЗ } - P = U_r \cdot I_r = 8,4 \cdot 8,36 \cdot 10^{-3} = 0,07 \text{ Вт};$$

$$- \text{ для МПГС } - P = 1,04 \cdot 1,035 \cdot 10^{-3} = 0,0011 \text{ Вт}.$$

Коэффициент усиления нуля-органа по цепи компенсации полезного сигнала, включая усилитель переменного тока, полосовой фильтр, фазовый различитель, усилитель постоянного тока, должен обеспечить на выходе напряжение, достаточное для управления логическим элементом (т.е. соответствующее перепаду напряжения между логическим нулем и логической единицей по входу логического элемента), управляющим знаком на сложение или вычитание реверсивного счетчика блока управления ЦАП при измерении тока $(\Delta I_g)_a$ на величину, эквивалентную единице кванта ЦАП в цепи компенсации

$$(K_{н.о.})_{п.с.} = \frac{(\Delta U)_{лог.}}{(\Delta U_6)_{кв.}} \quad (47)$$

Обычно $(\Delta U)_{лог.} \leq 2,5 \text{ В}$, в связи с чем получим как для ГХЗ, так и для МПГС

$$(K_{н.о.})_{п.с.} \geq \frac{2,5}{4 \cdot 10^{-6}} = 625000.$$

Коэффициент усиления нуля-органа в цепи компенсации квадратурного сигнала должен удовлетворять условию

$$(K_{н.о.})_{к.с.} \geq (K_{н.о.})_{п.с.} \quad (48)$$

Так как величины напряжений $(\Delta U_6)_{п.с.}$ и $(\Delta U_6)_{к.с.}$, соответствующие одному кванту ЦАП в цепи компенсации полезного сигнала и в цепи компенсации квадратурного сигнала принимаются равными, а перепады напряжения на выходах фазовых различителей 5 и 6 (см. рис. 1), необходимые для управления логикой реверсивных счетчиков, одинаковыми.

Заключение. На основании произведенного анализа и полученных конкретных оценках отдельных параметров основных

функциональных узлов, ЦАП и других элементов измерителя относительной электропроводимости с индуктивным датчиком уравнивающего (компенсационного) типа, следует произвести выбор конкретной элементной базы, отвечающей необходимым требованиям как по точности, разрешению, так и по работоспособности во всем диапазоне климатических и механических воздействий.

Поскольку квадратурный сигнал на выходе обмотки W_6 зависит не только от конкретных элементов схемы, способствующих появлению реактивных составляющих в цепи витка воды (L_2, L_4), в цепи компенсации полезного сигнала (L_3, L_5), компенсации квадратурного сигнала (L_7), а также от особенностей монтажа (сборки) собственно датчика электропроводимости и печатной платы, то конечные значения разрядности ЦАП в цепи компенсации квадратурной составляющей (n_9), полосы пропускания фильтра в нуль-органе определяются в процессе настройки изделия.

Для обеспечения устойчивой работы уравнивающего измерителя электропроводимости как замкнутой нелинейной системы автоматического регулирования, необходимо предварительно после оценки основных параметров в статическом режиме произвести математическое моделирование изделия с целью обеспечения устойчивости в пределах заданных случайной и суммарной погрешностей и ввести, если необходимо, дополнительные динамические звенья в реальное изделие.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гайский В.А., Забурдаев В.И., Иванов А.Ф. и др. Гидрологохимический зонд ИСТОК-7: аппаратные и алгоритмически-программные решения. Диагноз состояния экосистемы Черного моря и зоны сопряжения суши и моря // Сб. научных трудов, МГИ: под редакцией чл.-корр. НАН Украины В.Н. Еремеева. – Севастополь: 1997. – С. 140–150.