

А. В. Воробьев

## АНАЛИЗ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ МОДУЛЯ АНАЛОГОВОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА ДЛЯ ГЕОИНФОРМАЦИОННЫХ МАГНИТОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Рассматриваются вопросы параметрического синтеза и схемотехнической реализации универсального модуля аналоговой обработки информационного сигнала для геоинформационных магнитометрических систем. *Аналоговая обработка информационного сигнала; геоинформационная система; магнитометрическая система; параметрический синтез*

Одним из динамически развивающихся направлений современной науки и техники является построение и совершенствование как известных геоинформационных магнитометрических систем (ГИМС), так и создание принципиально новых, обладающих лучшими технико-экономическими показателями, по сравнению с существующими аналогами. Очевидно, что успех создания приборов такого рода в значительной степени зависит от тщательности проработки технических решений, обеспечивающих, в том числе, первичную аналоговую обработку информационного сигнала, снимаемого непосредственно с выхода первичного измерительного преобразователя.

В настоящей статье рассматривается подход к расчету, моделированию и схемотехнической реализации модуля аналоговой обработки информационного сигнала (как структурной единицы ГИМС), считываемого с магнитного датчика, реализованного на базе мостовой схемы соединения первичных измерительных магниторезистивных преобразователей (магнитные сенсоры серии КМ1, КМ2, НМС и др.).

Выбор в качестве примера именно магниторезистивных сенсоров объясняется современными тенденциями внедрения в процессы их производства инновационных (в том числе тонкопленочных наноразмерных [1]) технологий, что в совокупности с малыми массогабаритными показателями, низким энергопотреблением, и широким температурно-частотным диапазоном существенно расширяет области их применения по сравнению с аналогичными приборами, используемыми несколько лет назад.

В свете этого научно-исследовательские организации геофизического профиля, такие как

ОАО НПФ «Геофизика», ГУП ЦМИ «Урал-Гео», ОАО «Геофизприбор», и др. активно исследуют перспективы построения ГИМС на их основе как выгодной альтернативы традиционных в данной области ГИМС, построенных на базе феррозондов.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Как известно, целью создания любой ГИМС системы является обеспечение возможности регистрации параметров геомагнитных вариаций (ГМВ) естественной природы происхождения во всем амплитудно-частотном диапазоне.

Согласно результатам исследований, опубликованных в [2, 3] частотный диапазон ГМВ, как правило, находится в пределах:  $f = 0 - 7,83$  Гц, где  $f = 7,83$  Гц – частота ГМВ, соответствующая первой гармонике резонанса Шумана. Одновременно с этим лежащий в непосредственной близости диапазон промышленных частот  $f = (50 - 75) \pm 0,5$  Гц, являющийся доминантным источником помех, имеет весьма существенную (по сравнению с естественными колебаниями магнитного поля Земли) энергетическую плотность сигнала.

Таким образом, одной из первостепенных задач при проектировании модуля аналоговой обработки сигнала ГИМС является обеспечение однородной фильтрации полезных частот информационного сигнала с одной стороны, и глубокого подавления помехонесущих частот – с другой. При этом с целью минимизации массогабаритных, энергопотребляющих, шумовых и стоимостных характеристик модуля в целом, следует стремиться к минимальному количеству дискретных электронных компонентов системы фильтрации информационного сигнала, т. е. стремиться к возможному минимуму

порядка фильтра. Другими словами, можно записать:

$$\mathcal{E} = a \frac{1}{n},$$

где  $\mathcal{E}$  – технико-экономическая эффективность реализации фильтра;  $n$  – порядок фильтра;  $a$  – коэффициент пропорциональности, зависящий от типа фильтра и выбранной элементной базы.

Анализ известных магниторезистивных сенсоров, выпускаемых серийно и обладающих перспективой построения на их основе ГИМС, выявил, что в основном информационный сигнал, снимаемый с измерительной диагонали моста датчика (учитывая различные режимы его возбуждения), находится в пределах  $U = 60\text{--}180$  мВ. Сопоставив эти значения с номиналом наиболее распространенного опорного напряжения АЦП ( $U_{\text{ref}} = 2,5$  В), несложно вычислить необходимый коэффициент масштабирования  $k = 14\text{--}42$ .

Также имеет смысл предусмотреть систему вертикального смещения информационного сигнала на случай отсутствия или невозможности использования дифференциального входа АЦП, и осуществлять выбор элементной базы модуля, в целом руководствуясь выражениями (1), (2), учитывая тем самым ряд аспектов, касающихся минимизации шумов, индуцируемых компонентами схемы (резисторы, операционные усилители (ОУ) и прочее).

$$U_T = \sqrt{kT \cdot \Delta f \cdot R}, \quad (1)$$

где  $U_T$  – шумовое напряжение Джонсона;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура;  $\Delta f$  – ширина полосы частот;  $R$  – сопротивление [4].

$$i_n = \sqrt{2I_B \cdot q \Delta f}, \quad (2)$$

где  $i_n$  – дробовый шум;  $I_B$  – ток смещения ОУ;  $q$  – заряд электрона;  $\Delta f$  – полоса пропускания.

### СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ И ОБЩИХ ПРИНЦИПОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

На рис. 1 приведена структура модуля аналоговой обработки информационного сигнала для ГИМС, где  $X$  – сигнал, снимаемый непосредственно с измерительной диагонали магниторезистивного мостового сенсора;  $Y$  – сигнал, адаптированный к последующей операции оцифровки.

С точки зрения математического моделирования, функционирование приведенной структуры дается выражением:

$$Y = k \cdot X \cdot A(f) + b, \quad (3)$$

где  $k$  – коэффициент масштабирования,  $A(f)$  – АЧХ системы фильтрации,  $b$  – коэффициент вертикального смещения информационного сигнала (в случае, предусматривающем поступление сигнала на дифференциальный вход АЦП –  $b = 0$ ).

Если переменные  $k$  и  $b$  в выражении (3) на данном этапе проектирования не нуждаются в пояснении, то функцию  $A(f)$  следует рассмотреть более детально.

Как было отмечено ранее, ГМВ занимают область крайне низких частот, с верхней границей диапазона  $\sim 8$  Гц. Учитывая малую мощность ГМВ, наводимых в результате резонанса Шумана, ФНЧ необходимо спроектировать таким образом, чтобы частоты до 8 Гц не испытывали никакого подавления. Одновременно с этим, по известным причинам, АЧХ фильтра должна обеспечивать глубокое подавление частот промышленного диапазона. Другими словами, необходимо выполнение условий:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_{\text{max}} \text{ при } A(f_{50}) \leq 1 \cdot 10^{-2}; A(f_0 - f_8) = 1. \quad (4)$$

Анализ различных типов ФНЧ и их амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик выявил, что для решения сформулированной подзадачи наиболее целесообразно применение фильтра Баттерворта порядка, аналитическая форма записи АЧХ которого имеет вид:

$$A(f) = \frac{A_0}{\sqrt{\left(\frac{f}{f_0}\right)^{2n} + 1}}, \quad (5)$$

где  $A_0 = 1$  – коэффициент передачи по постоянной составляющей,  $f$  и  $\omega$  – частота и круговая частота соответственно,  $f_0$ , Гц – частота среза и круговая частота среза соответственно,  $n$  – порядок фильтра [5].

На рис. 2 представлен результат графоаналитического анализа оптимальных значений порядка фильтра и соответствующей ему частоты среза  $f_0$ . Здесь кривая 1 – зависимость частоты среза от порядка фильтра при соблюдении условий (4); кривая 2 – зависимость технико-экономической эффективности фильтра от его порядка; кривая 3 – зависимость АЧХ полосы пропускания фильтра от порядка фильтра при соблюдении условий (4).

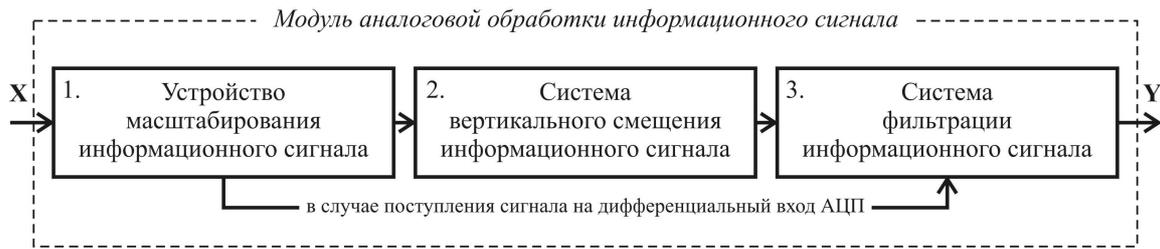


Рис. 1. Структура модуля аналоговой обработки сигнала для ГИМС

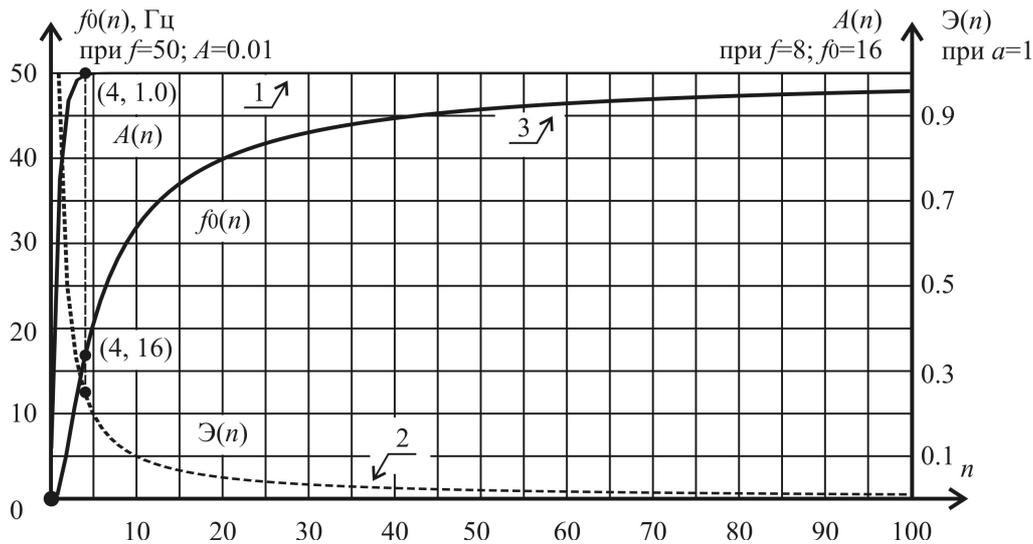


Рис. 2. Параметрический анализ характеристик ФНЧ Баттерворта

Таким образом, показано, что максимального технико-экономического эффекта при соблюдении условий (4) возможно достичь, используя ФНЧ Баттерворта с  $n = 4$  и  $f_0 = 16$  Гц.

Учитывая данный результат и выражение (5), выражение (3) можно переписать в виде:

$$Y = [b] + X \cdot [k] \cdot \left[ \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{f}{16}\right)^8 + 1}} \right].$$

Здесь последовательность сомножителей и слагаемых, занесенных в квадратные скобки, соответствует рекомендуемой последовательности включения структурных единиц модуля аналоговой обработки информационного сигнала для ГИМС (рис. 1). Рекомендации предложены из соображений минимизации высокочастотной составляющей шума (шум Джонсона, дробовый шум и др.), наводимого электронными элементами модуля, и в некоторой степени отсекаемой его конечной структурной единицей, то есть ФНЧ.

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

### Устройство масштабирования информационного сигнала

Согласно выражению (3), устройство масштабирования информационного сигнала по своему функциональному назначению может быть реализовано на базе усилителя электрического сигнала. В данном случае предлагается использовать схему так называемого инструментального усилителя (рис. 3), которая по сравнению с устройствами, обладающими аналогичной функциональной нагрузкой, имеет относительно малое смещение постоянного тока, малый дрейф, малый шум, высокий коэффициент усиления при разомкнутой обратной связи, высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала и очень высокие входные сопротивления.

Как правило, инструментальный усилитель представляет собой двухкаскадный усилитель, где первый каскад – дифференциальный усилитель на двух взаимосвязанных неинвертирую-

щих усилителях. Для повышения входного сопротивления входной каскад строит на двух отдельных (независимых) неинвертирующих усилителях. Второй каскад – дифференциальный инвертирующий усилитель. Буферные взаимосвязанные неинвертирующие усилители увеличивают входное сопротивление (импеданс) низкоимпедансного дифференциального инвертирующего усилителя, при этом резистор  $R_G$  – общий для обоих неинвертирующих усилителей (рис. 3).

В данном случае коэффициент масштабирования  $k$  определится согласно выражению

$$k = \frac{2R1}{R_G} + \frac{R5}{R3},$$

где номинал резистора  $R1$  равен номиналу резистора  $R2$ , а номиналы резисторов  $R3$  и  $R5$  номиналам резисторов  $R4$  и  $R6$  соответственно.

Здесь, при выборе номиналов резисторов, в том числе следует руководствоваться и выражением (1). На практике, при построении устройства масштабирования информационного сигнала, схему, представленную на рис. 3, возможно реализовать как на базе прецизионных малошумящих дискретных элементов, так и воспользоваться интегральными схемами инструментальных усилителей, например такими, как: AD620, MAX4194, INA128 и др.

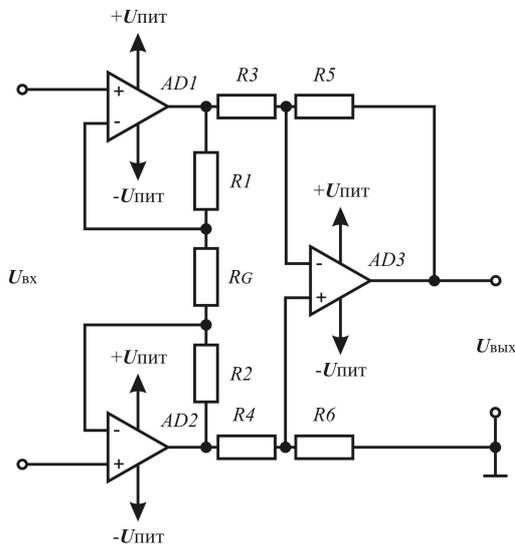


Рис. 3. Схематехническая реализация устройства масштабирования аналогового сигнала

Выражение (6) отражает зависимость  $k(R_G)$ , в случае инструментального усилителя типа AD620. Графически данная зависимость представлена на рис. 4.

$$k = \frac{49400}{R_G} + 1. \quad (6)$$

Комплексный анализ выражения (3), рис. 4 и результатов работы экспериментального образца устройства показал, что при использовании в качестве сопротивления  $R_G$  подстроечного резистора, в достаточной степени точно коэффициент  $k$  можно установить, задаваясь его диапазоном от 10 до 50, не ухудшая при этом массогабаритные характеристики модуля. Номинал  $R_G$  в этом случае будет варьироваться от  $5,5 \cdot 10^3$  до  $1 \cdot 10^3$  Ом соответственно.

### Система вертикального смещения информационного сигнала

Система вертикального смещения информационного сигнала имеет своей целью адаптировать амплитудные параметры снимаемого с датчика сигнала к виду, необходимому для его подачи на недифференциальный (псевдодифференциальный) вход АЦП.

Вообще говоря, при выборе АЦП, при прочих равных технических характеристиках, предпочтение следует отдавать моделям, обладающим полностью дифференциальным входом, но если по ряду причин использование такого типа АЦП невозможно, необходимо использовать систему вертикального смещения информационного сигнала.

Итак, пусть на выходе датчика имеется сигнал, как показано на рис. 5, а. Его трансформированный вид, полученный в результате масштабирования, представлен на рис. 5, б. Далее аналоговый информационный сигнал следует сместить вертикально вверх так, как показано на рис. 5, в.

В рассматриваемом случае коэффициент вертикального смещения задан как:  $b = 1,25$  В. Запишем уравнения трансформации сигнала по инвертирующему и неинвертирующему входам ОУ AD1, включенного так, как показано на рис. 6. Для инвертирующего входа:

$$K_{инв} = U_{вых}/U_{вх} = R6/R5 = 1;$$

для неинвертирующего входа:

$$K_{неинв} = U_{вых}/U_{вх} = (R6/R5)+1 = 2.$$

Значение потенциалов в точках А и В определится из выражений:

$$U_A = U_{пит} \frac{R'}{R4 + R'}, \quad \text{где } R' = \frac{R1(R2 + R3)}{R1 + R2 + R3};$$

$$U_B = U_A \frac{R3}{R2 + R3}.$$

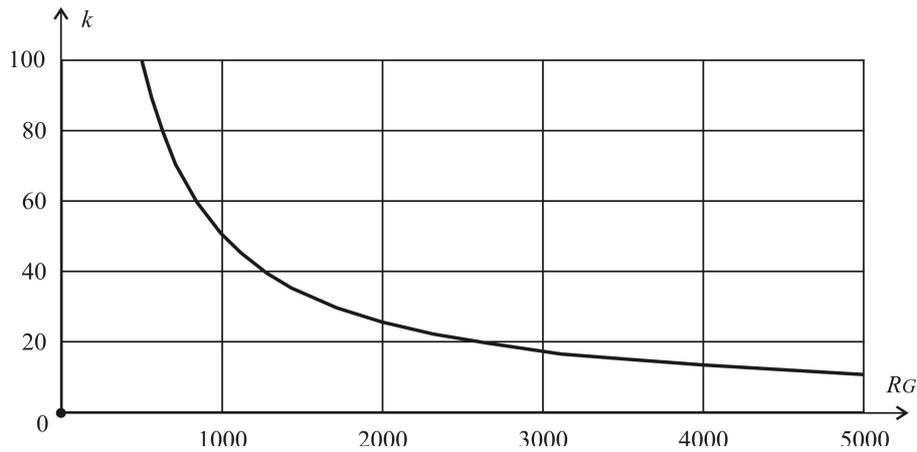


Рис. 4. Зависимость коэффициента масштабирования  $k$  от сопротивления  $R_G$

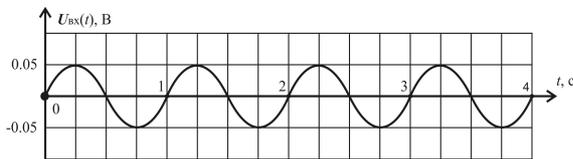
Значение потенциалов в точках  $A$  и  $B$  определится из выражений:

$$U_A = U_{пит} \frac{R'}{R4 + R'}, \text{ где } R' = \frac{R1(R2 + R3)}{R1 + R2 + R3};$$

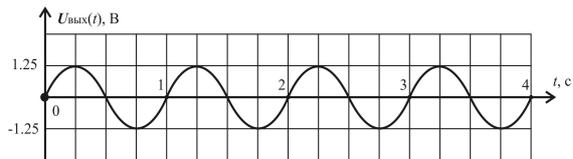
$$U_B = U_A \frac{R3}{R2 + R3}.$$

Учитывая значение коэффициента передачи ОУ по неинвертирующему входу, запишем:

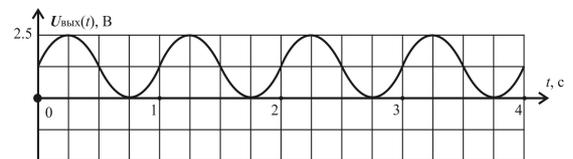
$$b = U_{вых} = U_{пит} \left( \frac{R'}{R4 + R'} \right) \left( \frac{R3}{R2 + R3} \right) \left( \frac{R6}{R5} + 1 \right).$$



а



б



в

Рис. 5. Временные диаграммы контрольных точек преобразователя аналогового интерфейса

Таким образом, для реализации коэффициента  $b = 1,25$  в соответствии со схемой, представленной на рис. 6, предлагается выбрать следующие номиналы сопротивлений:  $R1=1,5$  КОм,  $R2=10$  КОм,  $R3=10$  КОм,  $R4=12$  КОм,

$R5=10$  КОм,  $R6=10$  КОм и задаться напряжением питания  $U_{пит} = \pm 12$  В [6]. Если необходимо обеспечить значение  $b < 0$ , то на неинвертирующий вход ОУ AD1 (рис. 6) следует подавать сигнал от источника  $-U_{пит}$ .

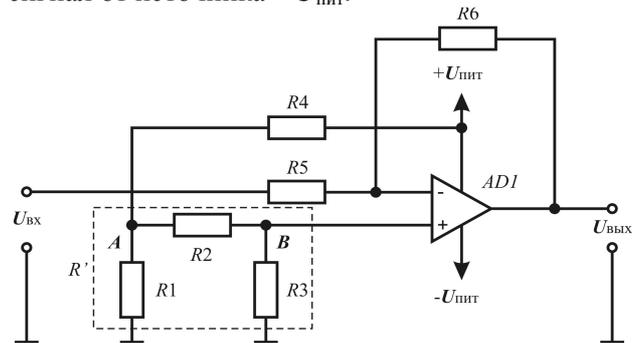


Рис. 6. Схематика системы вертикального смещения информационного сигнала

Таким образом, на выходе системы вертикального смещения информационного сигнала имеем адаптированный к последующей оцифровке аналоговый сигнал  $U_{вых}(t)$ , геометрически подобный сигналу, снимаемому непосредственно с датчика.

### ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ФИЛЬТРАЦИИ ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА

В общем виде передаточная функция степенного фильтра (фильтра Баттерворта) 4-го порядка может быть записана в соответствии с выражением:

$$W(P) = \frac{A_0}{(1 + a_1P + b_1P^2)(1 + a_2P + b_2P^2)}, \quad (7)$$

где  $P = j\omega/\omega_0$ ,  $b_i = 1$  (для четного  $n$ , где  $n$  – порядок фильтра);  $a_i$  – положительный действитель-

ный коэффициент, вычисляемый для четных  $n$  по формуле:

$$a_i = 2 \cos \frac{(2i-1)\pi}{2n}.$$

Таким образом, в рассматриваемом случае, выражение (7) можно переписать в виде:

$$W(P) = \frac{A_0}{(1+1,848P+P^2)(1+0,765P+P^2)}. \quad (8)$$

Схемотехнически функцию (8) предлагается реализовать на базе двух последовательно соединенных фильтров со сложной отрицательной обратной связью звеньев Рауха (рис. 7).

Передаточная функция ФНЧ, представленного на рис. 7, имеет вид [7]:

$$A(P) = (-1) \times \frac{R2/R1}{1 + \omega_0 C1 \left( R2 + R3 \frac{R2R3}{R1} \right) P + \omega_0 C1 C2 R2 R3 P^2} \times \frac{R5/R4}{1 + \omega_0 C3 \left( R5 + R6 \frac{R5R6}{R4} \right) P + \omega_0 C3 C4 R5 R6 P^2}. \quad (9)$$

Сопоставляя выражение (9) с выражением (8) и задаваясь номиналами емкостей конденсаторов  $C2, C4$  из стандартного ряда, при условии:  $C \leq 10/f_0$ , мкФ, имеем:  $C2 = C4 = 0,68$  мкФ. Номиналы  $C1$  и  $C3$  определим согласно выражениям (10) и набору стандартного ряда емкостей:

$$C1 \leq \frac{C2 \cdot a_1^2}{4b_1(1-A_0)} = 0,22 \text{ мкФ};$$

$$C3 \leq \frac{C4 \cdot a_2^2}{4b_2(1-A_0)} = 0,047 \text{ мкФ}.$$

Номиналы резисторов  $R1, R2, R4, R5$  определим из соотношений:

$$R2 = \frac{a_1 C2 - \sqrt{a_1^2 C2^2 - 4C1 C2 \cdot b_1 (1 - A_0)}}{4\pi f_0 C1 C2};$$

$$R2 = 21,227 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R5 = \frac{a_2 C4 - \sqrt{a_2^2 C4^2 - 4C3 C4 \cdot b_2 (1 - A_0)}}{4\pi f_0 C3 C4};$$

$$R5 = 61,814 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$A_0 = -\left(\frac{R2}{R1}\right) = -\left(\frac{R5}{R4}\right); \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R1 = 21,227 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R4 = 61,814 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Далее, выбрав номиналы  $R1, R2, R4, R5$  из стандартного ряда ( $R1 = R2 = 22$  КОм,  $R4 = R5 = 62$  КОм), рассчитаем номиналы  $R3$  и  $R6$ :

$$R3 = \frac{b_1}{4\pi^2 f_0^2 C1 C2 R2} = 30,064 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R3 = 30 \text{ КОм (из стандартного ряда);}$$

$$R6 = \frac{b_2}{4\pi^2 f_0^2 C3 C4 R5} = 49,935 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R6 = 47 \text{ КОм (из стандартного ряда).}$$

Задавшись номиналами элементов из стандартного ряда, подставляя их значения в выражение (9), предоставляется возможность построить АЧХ схемотехнической модели:

$$A(f) = \frac{1}{(1 + j1,814P - 0,998P^2)} \times \frac{1}{(1 + j0,737P - 0,941P^2)},$$

где  $j$  – мнимая единица.

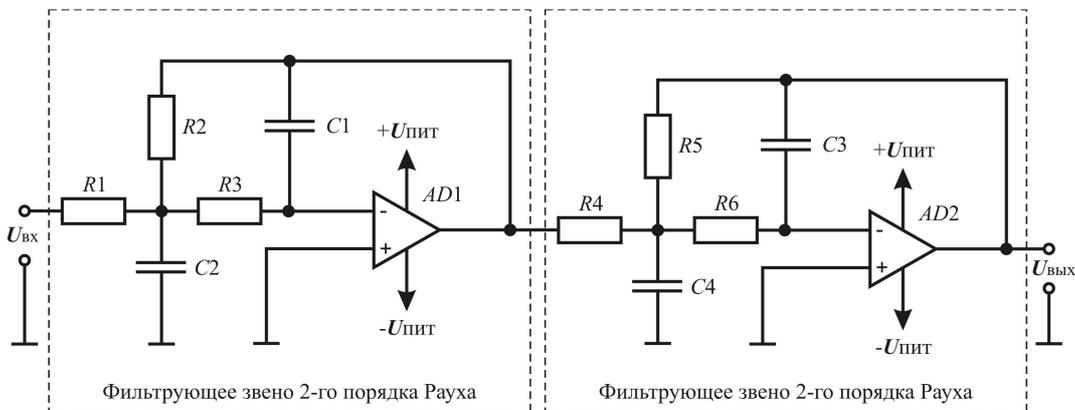


Рис. 7. Схемотехническая реализация системы фильтрации информационного сигнала

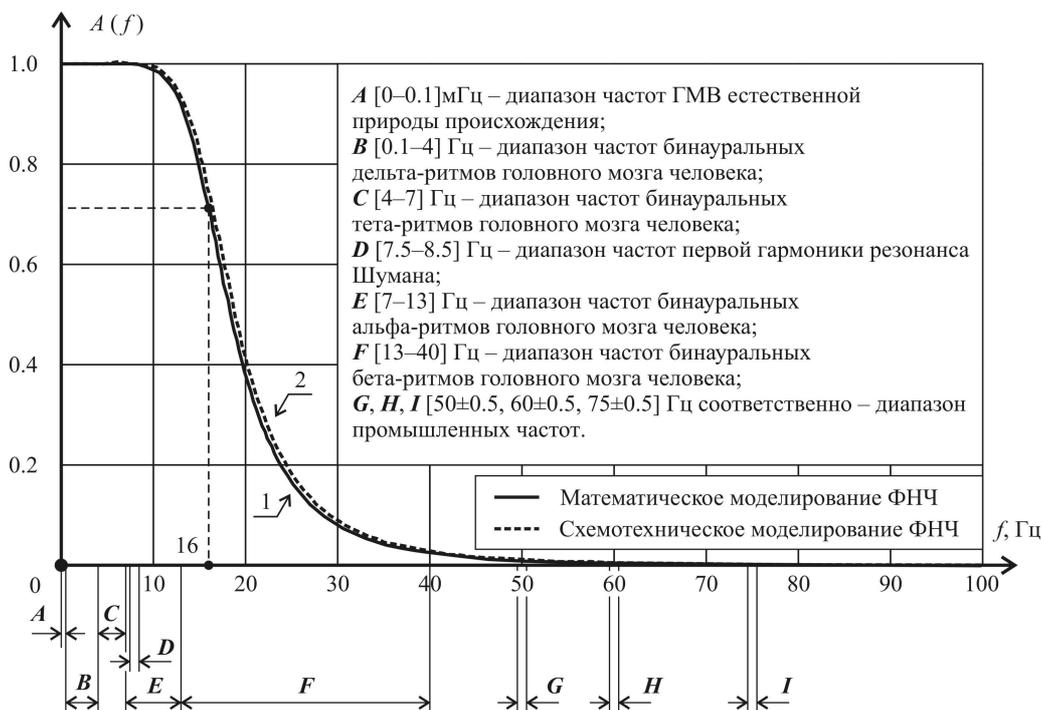


Рис. 8. АЧХ системы фильтрации информационного сигнала на различных этапах ее проектирования

На рис. 8 кривая 1 и кривая 2 отражают соответственно результаты математического – выражение (8) – и схематехнического – выражение (9) – моделирования ФНЧ для ГИМС.

Анализ данных, представленных на рис. 8, показывает практически полное соответствие параметров ФНЧ требованиям к его АЧХ, предъявляемым выражениями (4). Отклонения значения АЧХ в контрольной точке  $f = 50$  Гц от изначально заданных объясняется несоответствием стандартного ряда элементов расчетным значениям номиналов.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в рамках настоящей статьи предложен и проанализирован вариант моделирования расчета и схематехнической реализации модуля аналоговой обработки информационного сигнала для ГИМС.

Рассмотренный подход является в значительной степени универсальным и может быть использован при построении прочих прецизионных ИИС, регистрирующих низкочастотные вариации физических величин (температура окружающей среды, влажность воздуха и др.).

Специальный параметрический синтез ФНЧ, выполненный с учетом требований (4), является эффективным решением в задачах фильтрации информационного сигнала для ГИМС.

С целью минимизации внутренних индуцируемых шумов модуля, в процессе проектиро-

вания, а также на этапе выбора элементной базы предлагается:

- ограничивать полосу частот до минимально необходимого уровня;
- по возможности использовать резисторы минимального номинала;
- использовать малошумящие резисторы, например, например резисторы на основе металлической фольги, проволочные и металлопленочные резисторы;
- по возможности минимизировать количество резистивных источников шума.
- использовать современные прецизионные малошумящие ОУ, такие как *OP37*, *OP27* и др., с показателем спектральной плотности шума менее  $3 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$ .

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Воробьев А. В.** Синтез и верификация математической модели анизотропного магниторезистивного мостового сенсора // Датчики и системы. 2012. № 5. С. 40–44
2. **Воробьев А. В.** Вопросы проектирования цифровых геомагнитных обсерваторий // Berlin: LAP Lambert Academic Publishing, 2012. С. 7–36.
3. **Воробьев А. В.** О возможности применения анизотропных магниторезистивных сенсоров в геоинформационных магнитометрических системах // Приборы. 2012. № 1 (139). С. 10–16.

4. **Ли П.** Руководство по выбору малошумящего усилителя // Компоненты и технологии 2010. № 1. С. 46–49.

5. Проектирование электронных устройств / О. Е. Данилин [и др.]. Уфа: УГАТУ, 2010. С. 73–74.

6. **Воробьев А. В.** Магнитные материалы и элементы электронных устройств. Магниторезисторы. Уфа: УГАТУ, 2012. С. 101–140.

7. **Воробьев А. В.** Модуль аналоговой обработки информационного сигнала для геоинформационных магнитометрических систем // Датчики и системы. 2013. № 2. С. 9 – 14

#### **ОБ АВТОРАХ**

**Воробьев Андрей Владимирович**, доц. каф. электр. биомедицинск. технологий. Дипл. магистр (УГАТУ, 2006). Канд. техн. наук (УГАТУ, 2009). Иссл. в обл. магнитометрич. инф-измер. систем.