

А. В. Швец, А. П. Кривонос, В. К. Иванов*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины**12, ул. Акад. Проскуры, Харьков, 61085, Украина*E-mail: alexander_shvets@ukr.net**КОМПЛЕКС ДЛЯ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
СНЧ–ОНЧ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ**

При исследованиях нижней ионосферы методом радиопросвечивания волновода «Земля–ионосфера» низкочастотными радиоволнами возникает задача измерений как узкополосных сигналов, излучаемых навигационными и связными радиостанциями, так и широкополосных сигналов – излучений разрядов молний. Создание универсального приемного комплекса для синхронных измерений естественных и искусственных сигналов представляет интерес для увеличения информативности получаемых данных. В работе рассмотрены вопросы расчета конструктивных параметров датчиков магнитного и электрического полей для обеспечения широкой полосы пропускания, требуемого динамического диапазона и согласования с входными цепями антенных усилителей по шумовым параметрам. Представлены алгоритмы расчета конструктивных параметров датчиков поля и описание программно-аппаратного комплекса для измерений импульсных и узкополосных электромагнитных полей в диапазонах СНЧ и ОНЧ. Программная часть комплекса, реализованная на персональном компьютере, позволяет оценивать абсолютный уровень, спектральный состав, а также поляризационные характеристики регистрируемых импульсных, узкополосных полей в реальном времени и накапливать полученные данные в круглосуточном режиме. Ил. 9. Библиогр.: 6 назв.

Ключевые слова: индукционный магнитометр, переменное магнитное поле, атмосферерик.

В настоящее время известны различные датчики для измерения низкочастотных магнитных полей, основанные на использовании эффектов Холла, Джозефсона, электромагнитной индукции и т. д. Индукционные магнитометры широко используются для измерения переменных магнитных полей в различных областях науки и техники. Основные преимущества таких магнитометров состоят в высокой чувствительности и высокой линейности в широком диапазоне частот при низкой стоимости изготовления [1].

В зависимости от области применения, при конструировании к магнитометру предъявляются следующие требования: минимальный уровень измеряемой магнитной индукции, частотный и динамический диапазон измеряемого поля. Требуемые параметры обеспечиваются выбором геометрической конфигурации индукционного датчика, параметрами обмотки и уровнем собственных шумов входных цепей антенного усилителя. В работах [1, 2] отмечается, что собственный порог чувствительности индукционного датчика определяется его эффективной площадью и массой обмотки. Данное свойство существенно облегчает конструирование магнитометра с заданными требованиями к пороговой чувствительности. Однако важной проблемой, недостаточно освещенной в литературе, остается согласование уровня сигнала на выходе индукционного датчика с входной цепью усилителя для достижения минимальной пороговой чувствительности. В ряде случаев для согласования используется повышающий трансформатор [2], что усложняет и утяжеляет конструкцию, вносит дополнительные помехи и частотные искажения.

В данной работе рассмотрены алгоритмы расчета параметров индукционного датчика – магнитной рамочной антенны и емкостной ан-

тенны – датчика вертикального электрического поля с целью согласования их по шумовым параметрам с входными цепями антенного усилителя. Предложенные алгоритмы были применены при расчете приемной части комплекса для измерения электромагнитных полей естественного и искусственного происхождения в СНЧ–ОНЧ-диапазонах.

1. Расчет параметров индукционного датчика (магнитная рамочная антенна). Основным источником шума магнитной рамки является тепловой шум провода, средний квадрат напряжения которого не зависит от частоты и определяется по формуле Найквиста:

$$e_R = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – температура, К; R – сопротивление обмотки рамки, Ом; Δf – полоса частот, в которой выполняются измерения.

Согласно закону Фарадея, напряжение на концах обмотки определяется величиной компоненты индукции магнитного поля B , перпендикулярной плоскости рамки, площадью рамки A и количеством витков обмотки N :

$$v = j\omega ANB, \quad (2)$$

где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота.

Шумовой эквивалент магнитной индукции (ШЭМИ), определяющий пороговую чувствительность датчика, можно найти, приравняв правые части (1) и (2):

$$B_{ш} = \frac{\sqrt{4kTR\Delta f}}{\omega AN}. \quad (3)$$

Для уменьшения количества конструктивных параметров в расчетах выразим сопротивление провода через его удельное сопротивление ρ , площадь сечения s и периметр рамки P :

$$R = \rho NP / s = \rho N^2 P / S = \rho N^2 c_1 \sqrt{A} / S, \quad (4)$$

где $S = sN$ – площадь полного сечения обмотки. Выражение (4) справедливо при малой толщине обмотки по отношению к диаметру рамки. Периметр выражен через ее площадь: $P = c_1 \sqrt{A}$, где константа c_1 определяется формой рамки. В частности, для круглой рамки $c_1 = 3,545$.

С учетом (4) из (3) следует, что величина ШЭМИ:

$$B_{ш} = \frac{\sqrt{4kT\rho c_1 \Delta f}}{\omega A^{3/4} S^{1/2}}, \quad (5)$$

определяется только двумя конструктивными параметрами рамочной антенны: площадью рамки A и полным сечением обмотки S .

Важным параметром индукционного датчика является нижняя частота среза, которая определяет полосу пропускания и зависит от отношения активного сопротивления к индуктивности обмотки.

Для расчета индуктивности используем модифицированную формулу из [2]:

$$L = N^2 L_1, \quad L_1 = 2 \cdot 10^{-7} c_1 \sqrt{A} \left(\ln \frac{c_1 \sqrt{\pi A}}{2\sqrt{S}} - c_2 \right). \quad (6)$$

Для удобства дальнейших расчетов введена эквивалентная индуктивность L_1 одновитковой рамочной антенны с проводом площадью сечения S . Константа c_2 также определяется формой и в случае круглой рамки, $c_2 = 0,815$. Значения констант c_1 и c_2 для других форм рамки можно найти в [2].

Вследствие (4) и (6) частота среза не зависит от количества витков и определяется, как и в случае ШЭМИ, только площадью рамки и суммарной площадью сечения обмотки:

$$f_1 = \frac{R}{2\pi L} = \frac{0,5 \cdot 10^7 \rho}{2\pi S \left(\ln \frac{c_1 \sqrt{\pi A}}{2\sqrt{S}} - c_2 \right)}. \quad (7)$$

Для регистрации импульсного магнитного поля с помощью индукционного датчика необходимо обеспечить широкую полосу приема. Для этой цели в качестве усилителя можно использовать усилитель тока, как было, например, предложено в работе [3]. Эквивалентная схема усилителя с индукционным датчиком в качестве источника сигнала и с источниками шума, представлена на рис. 1.

В полосе пропускания ($f \gg f_1$) напряжение на выходе усилителя прямо пропорционально падающему полю:

$$U_{\text{вых}} = GB; \quad G = -\frac{ANR_{oc}}{L \left[1 - j \frac{f_1}{f} \right]} \Big|_{f \gg f_1} \cong -\frac{ANR_{oc}}{L}, \quad (8)$$

где R_{oc} – сопротивление обратной связи в усилителе тока.

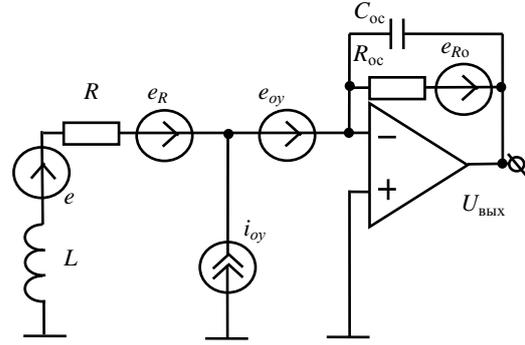


Рис. 1. Эквивалентная схема индукционного датчика с источниками шума

Согласно данной схеме, ШЭМИ определяется тепловым шумом сопротивления обмотки e_R и сопротивлением обратной связи e_{Roc} , входным шумовым напряжением e_{oy} и током i_{oy} усилителя. С учетом (4) и (6) получим ШЭМИ в единичной полосе частот:

$$B_{ш} = \frac{1}{A\omega} \sqrt{\frac{4kTc_1\rho\sqrt{A}}{S} + \frac{e_{oy}^2}{N^2} + \omega^2 L_1^2 N^2 \left[i_{oy}^2 + \frac{4kT}{R_{oc}} \right]}. \quad (9)$$

За счет увеличения количества витков обмотки при сохранении общей площади сечения можно уменьшить влияние входного шумового напряжения усилителя. Однако при увеличении N становится существенным вклад шумового тока и теплового шума сопротивления обратной связи. При использовании операционного усилителя с полевыми транзисторами на входе, например AD745 ($i_{oy} < 10$ фА/Гц^{1/2}), шумовым током можно пренебречь в отличие от теплового шума сопротивления обратной связи (при $R_{oc} < 10$ МОм). Для недорогих малощумящих операционных усилителей с биполярными транзисторами на входе, например ОПЗ7 ($i_{oy} = 0,4$ пА/Гц^{1/2}, $f = 1\,000$ Гц), вклады шумового тока и шума сопротивления обратной связи становятся сравнимыми при $R_{oc} \cong 100$ кОм.

Очевидно, существует оптимальное количество витков, обеспечивающее минимальное значение ШЭМИ на данной частоте при фиксированных значениях площади сечения обмотки, площади рамки, сопротивления обратной связи и шумовых параметров усилителя. Из условия равенства второго и третьего слагаемых в подкоренном выражении (9) получаем:

$$N_{opt}^4 = \frac{e_{oy}^2}{\omega^2 L_1^2 \left(i_{oy}^2 + \frac{4kT}{R_{oc}} \right)}. \quad (10)$$

Подставляя $N = N_{\text{опт}}$ в (9), получим выражение, в котором пороговое значение магнитной индукции определяется только двумя конструктивными параметрами датчика – площадью рамки A и общей площадью сечения провода обмотки S :

$$B_{\text{ш}} = \frac{1}{A\omega} \sqrt{\frac{4kTc_1\rho\sqrt{A}}{S} + 2e_{\text{oy}}\omega L_1 \left[i_{\text{oy}}^2 + \frac{4kT}{R_{\text{oc}}} \right]^{1/2}}. \quad (11)$$

Отсюда можно получить площадь сечения обмотки, необходимую для обеспечения требуемой величины порогового значения магнитной индукции. Поскольку уравнение (11), с учетом (6), является трансцендентным относительно S , для его решения можно использовать любой доступный численный метод с начальным приближением S , полученным из выражения для величины ШЭМИ датчика без усилителя (5).

Исходя из приведенных выше формул, алгоритм определения конструктивных параметров магнитной рамочной антенны сводится к следующему.

1. Задаем требуемое значение пороговой магнитной индукции $B_{\text{ш}}$ на минимальной частоте рабочего диапазона $f_{\text{мин}}$, площадь рамки A , спектральные плотности шумового напряжения и тока входного каскада усилителя e_{oy} и i_{oy} , сопротивление обратной связи R_{oc} .

2. Находим требуемую суммарную площадь сечения обмотки из (11) и (6).

3. Проверяем выполнение условия $S \ll A$ (предполагается, что площадь сечения обмотки существенно меньше площади рамки). Если условие не выполняется, увеличиваем значение A и переходим к пункту 2.

4. Если предыдущие условия выполнены, определяем количество витков $N_{\text{опт}}$ из (10) и площадь сечения провода обмотки: $s = S / N_{\text{опт}}$.

5. Выбирая стандартный диаметр обмоточного провода, ближайший к расчетному $d = (4s / \pi)^{1/2}$, из формул (6), (9) после пересчета S , при фиксированных A и N , получаем скорректированное значение $B_{\text{пор}}$.

2. Расчет параметров емкостной электрической антенны и антенного усилителя. В качестве датчика вертикального электрического поля в диапазоне СНЧ–ОНЧ, как правило, используется вертикальный металлический штырь или изолированная сосредоточенная емкость (металлический цилиндр, шар), установленная на вертикальной мачте. Напряжение на выходе датчика пропорционально напряженности электрического поля:

$$e = E_z h_d, \quad (12)$$

где E_z – вертикальная компонента напряженности электрического поля, В/м; h_d – действующая вы-

сота антенны, которая приблизительно равна геометрической высоте стержня или мачты.

Для расчета параметров датчика вертикального электрического поля используем эквивалентную схему цепи «антенна – вход антенного усилителя» с источниками шумового тока и напряжения, представленную на рис. 2. На схеме использованы следующие обозначения: h_d – действующая высота антенны; e_R – напряжение теплового шума шунтирующего сопротивления; i_{oy} – шумовой ток, e_{oy} – шумовое напряжение входного усилителя; C_a – собственная емкость датчика; $C_{\text{вх}}$ – сумма входной емкости усилителя и шунтирующей емкости; $R_{\text{ш}}$ – шунтирующее сопротивление; $U_{\text{вх}}$ – напряжение на входе усилителя.

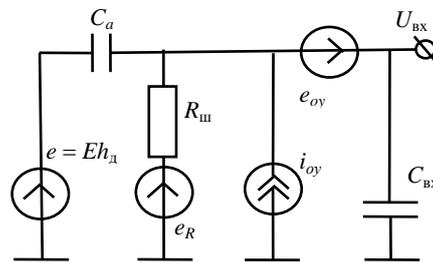


Рис. 2. Эквивалентная схема электрической антенны и входного усилителя с источниками шума

Передаточная функция схемы записывается следующим образом:

$$K(f) = \frac{j2\pi f C_a R_{\text{ш}}}{1 + jf / f_1}, \quad (13)$$

где нижняя частота среза схемы:

$$f_1 = [2\pi(C_a + C_{\text{вх}})R_{\text{ш}}]^{-1}. \quad (14)$$

Выше частоты среза $f^2 \gg f_1^2$ шумовой эквивалент электрического поля (ШЭЭП) равен:

$$E_{\text{ш}} = \frac{1}{h_d C_a} \sqrt{e_{\text{oy}}^2 (C_{\text{вх}} + C_a)^2 + \frac{i_{\text{oy}}^2 + 4kT / R_{\text{ш}}}{(2\pi f)^2}}, \quad (15)$$

Из последней формулы следует, что вклад шума шунтирующего сопротивления уменьшается в полосе пропускания при увеличении его значения. Увеличение собственной емкости датчика C_a снижает влияние шумового тока усилителя, теплового шума шунтирующего сопротивления, и, в определенной мере вклад шумового напряжения.

3. Расчет параметров приемника для регистрации низкочастотных электромагнитных полей. Расчет параметров датчиков поля в данной работе проведен на примере применения для измерений импульсных атмосферных помех, порождаемых разрядами молний, – атмосфериков. Пороговая амплитуда поля для записи атмосфе-

риков выбирается опытным путем, исходя из обеспечения достаточно высокого отношения сигнал/шум. В работе [4] показано, что при пороговой амплитуде 0,3 пТл в полосе частот 1,6...1,9 кГц обеспечивается превышение сигнала над шумами в 30...100 раз, что позволяет оценивать параметры атмосферика с точностью 1...3 %.

Параметры индукционного датчика. Определим ШЭМИ $V_{ш} = 0,7$ пТл в полосе 24 кГц. Для круглой рамки диаметром 0,53 м, намотанную медным проводом (удельное сопротивление $\rho = 1,75 \cdot 10^{-8}$ Ом·м при 20° С), нижнюю оценку частоты отсечки для первой моды волновода «Земля–ионосфера» 1 600 Гц и усилитель с входным шумом $e_{oy} = 3$ нВ / Гц^{1/2}, $i_{oy} = 0,7$ пА/Гц^{1/2} (OP37, Analog Devices) в соответствии с алгоритмом, описанным выше, найдем требуемые параметры обмотки датчика магнитного поля: количество витков $N = 450$; диаметр провода $d = 0,16$ мм. При этом расчетные электрические параметры датчика оказываются следующими: сопротивление провода $R = 663$ Ом; индуктивность $L = 0,363$ Гн; нижняя частота среза $f_1 = 291$ Гц.

Параметры канала электрической компоненты. Исходя из пороговой чувствительности магнитной индукции, соответствующая напряженность электрического поля может быть оценена как $E_{ш} = V_{ш} \cdot c = 0,42$ мВ/м, c – скорость света в вакууме. Таким образом, при действующей высоте электрической антенны $h_d = 1$ м, коэффициент усиления приемника равный 1 обеспечивает динамический диапазон сигналов атмосфериков на выходе приемника, принятый для магнитных компонент поля.

В качестве входного каскада используем операционный усилитель общего применения с полевыми транзисторами на входе К140УД8 со следующими шумовыми параметрами: $e_{oy} = 80$ нВ/Гц^{1/2}, $i_{oy} = 5$ нА / Гц^{1/2}. Тогда на частоте 1 600 Гц, при $C_1 = 100$ пФ, $R_{вх} = 10$ МОм, $T = 293$ К, из (17) получим напряжение шума $e_{oy} = 12,5$ мкВ в полосе частот 24 кГц, что обеспечивает отношение сигнал/шум = 33 при рассчитанной выше пороговой амплитуде $E_{пор} = 0,42$ мВ и действующей высоте антенны 1 м.

Принципиальные схемы приемника. Принципиальные схемы антенных усилителей электрического и магнитного каналов представлены на рис. 3, 4. Схемы обеспечивают идентичные передаточные характеристики каналов электрической и магнитной компонент по полю.

Для согласования парафазного сигнала с выхода антенных усилителей и кабеля с входом аналого-цифрового преобразователя (АЦП) используется основной усилитель, идентичный для всех каналов (рис. 5).

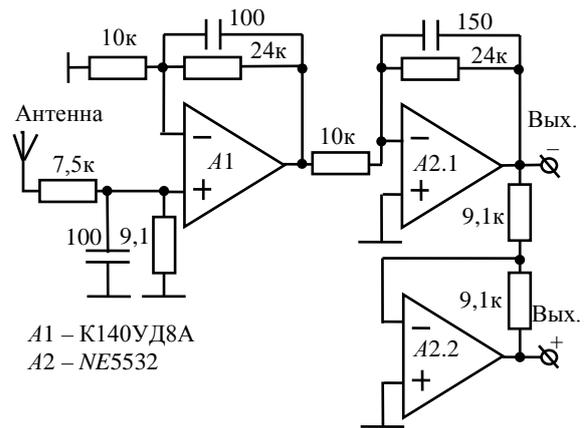


Рис. 3. Принципиальная схема антенного усилителя электрической антенны

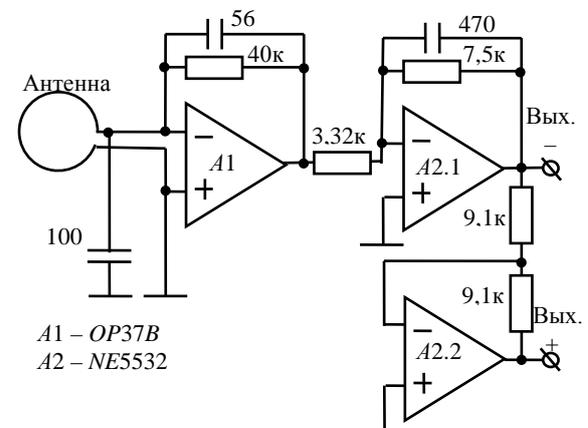


Рис. 4. Принципиальная схема антенного усилителя магнитной антенны

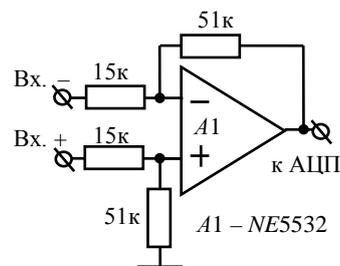


Рис. 5. Принципиальная схема основного усилителя каналов магнитной и электрической компонент

Емкости в схемах используются для спада частотной характеристики выше 20 кГц с целью подавления высокочастотных сигналов радиовещательных станций и предотвращения их детектирования во входных цепях усилителя. По витым парам экранированного кабеля передаются сигналы и напряжение питания.

Динамический диапазон каналов приемника. В качестве АЦП используется четырехканальная шестнадцатиразрядная звуковая карта МАУА44 с диапазоном амплитуд измеряемых напряжений 30 мкВ...1 В.

Выбирая амплитуду сигнала, соответствующего пороговому значению магнитной индукции $B_{ш} = 0,7$ пТл, в 4 раза больше минимального измеряемого напряжения в АЦП $U_{пор} = 120$ мкВ, получим требуемый коэффициент преобразования приемника: $KG = U_{ш}/B_{ш} = 0,17$ В/нТл, где G – коэффициент преобразования антенны и первого каскада антенного усилителя (8), K – коэффициент усиления последующих каскадов приемника.

Таким образом, диапазон измеряемых амплитуд магнитной индукции, приведенных к входу АЦП, составляет $0,18 \cdot 10^{-12} \dots 6 \cdot 10^{-9}$ Тл, а с учетом порогового значения магнитной индукции датчика $0,7 \cdot 10^{-12} \dots 6 \cdot 10^{-9}$ Тл.

Параметры компонентов антенных и основного усилителей, обеспечивающие заданный коэффициент преобразования, приведены на схемах рис. 3–5 соответственно.

4. Абсолютная калибровка магнитной антенны. Для абсолютной калибровки по полю используется калибровочная рамка, размещенная соосно приемной рамке. Напряжение, наводимое однородным полем B , перпендикулярным плоскости рамки, определяется формулой (2). При малом расстоянии z между калибровочной и приемной рамками, неоднородность поля можно учесть, вычисляя их взаимный импеданс, имеющий только индуктивную составляющую [5]:

$$v = j\omega IL_m N_1 N; \quad (16)$$

$$L_m = \frac{2\mu_0}{k} (r_1 r)^{\frac{1}{2}} \left[\frac{2-k^2}{2} K(k) - E(k) \right] = \frac{\pi\mu_0}{16} (r_1 r)^{\frac{1}{2}} k^3 \left[1 + \frac{3}{4}k^2 + \frac{75}{128}k^4 + \dots \right], \quad (17)$$

где I – ток в излучающей рамке; L_m – взаимная индуктивность двух круговых витков; $K(k)$ и $E(k)$ – полные эллиптические интегралы первого и второго рода соответственно; $k = \frac{4r_1 r}{\sqrt{(r_1 + r)^2 + z^2}}$;

N_1 и N , r_1 и r – количество витков и радиус излучающей и приемной рамок соответственно.

Приравнивая правые части (2) и (17), можно получить эффективную величину поля:

$$B = \frac{IL_m N_1}{A}. \quad (18)$$

Приближенное выражение в формуле (17) с учетом первых трех членов разложения с точностью выше 1% может использоваться при значениях параметра $k \leq 0,52$.

Схема абсолютной калибровки магнитной круговой рамки представлена рис. 6.

В качестве излучателя использовалась круговая рамка диаметром 55 см, содержащая 9 витков медного провода диаметром 1,2 мм. На-

пряжение с калибровочного сопротивления $R_k = 8,8$ Ом пропорционально току в излучающей рамке: $I = U_k/R$. Тогда с учетом (18) коэффициент передачи канала магнитной компоненты по полю:

$$G_B(f) = \frac{U}{B} = \frac{URA}{U_k L_m N_1} = G_U(f)K, \quad K = \frac{RA}{L_m N_1}, \quad (19)$$

где K – постоянный коэффициент, определяемый параметрами системы калибровки и приемной антенны, $G_U(f) = U/U_k$.

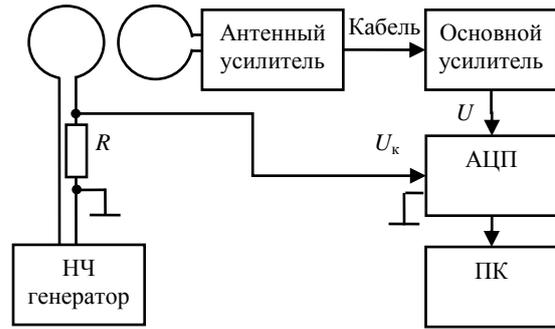


Рис. 6. Схема абсолютной калибровки канала магнитной компоненты

Результат измерения амплитуды и фазы передаточной функции магнитного канала $G_U(f)$ приведен на рис. 7.

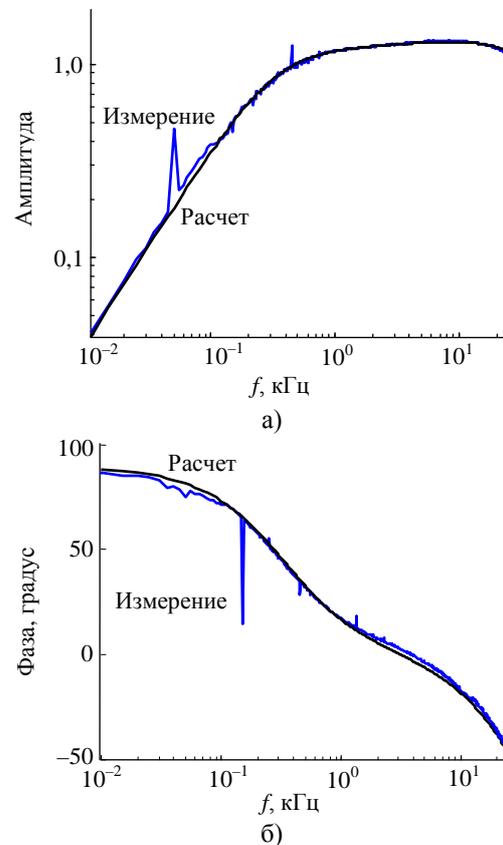


Рис. 7. Расчетная и измеренная амплитудно- (а) и фазочастотные (б) характеристики канала магнитной компоненты

В рабочем диапазоне частот расхождение с расчетом составило менее 3 % по амплитуде и менее 3° – по фазе.

При выполнении калибровки расстояние между антеннами было равным $z = 1,88$ м, следовательно, при выбранных параметрах калибровочной системы и приемной рамки коэффициент для пересчета амплитуды передаточной характеристики, представленной на рис. 7, а, $K = 7$ нТл/В.

При исследованиях поля помех важной характеристикой является диаграмма направленности магнитной антенны, которая используется для определения направления на источник. Результат измерения диаграмм направленности магнитных датчиков, приведенный на рис. 8, показывает их хорошее совпадение с кардиоидами, также показанными на графике.

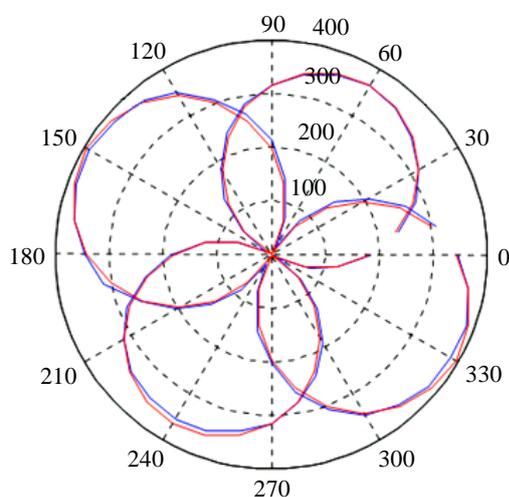


Рис. 8. Диаграммы направленности магнитных рамок, измеренные на частоте 10 кГц

5. Система сбора данных и программное обеспечение. Приемно-регистрирующий комплекс для регистрации импульсных сигналов естественного и искусственного происхождения включает датчики трех компонент электромагнитного поля, аналоговую часть, и систему сбора данных, включающую АЦП и программное обеспечение для предварительной обработки и записи сигналов на диск персонального компьютера.

В качестве АЦП используется внешняя четырехканальная звуковая карта *MAYA44 USB*, работающая с частотой дискретизации 48 кГц. Она имеет встроенный цифровой фильтр нижних частот, предназначенный для устранения эффекта наложения частот при оцифровке сигналов. Питание и передача данных осуществляется через *USB*-порт компьютера. Питание всей аналоговой части приемника осуществляется двухполярным напряжением ± 12 В, которое формируется с по-

мощью преобразователя *DC-DC P10CU-0512ZLF*, подключенного к отдельному порту *USB*.

Программное обеспечение для сбора данных построено на основе пакета *MATLAB* с использованием драйвера *ASIO* и библиотеки *Playrec* [<http://www.playrec.co.uk/>], обеспечивающих работу многоканальных звуковых карт в среде операционной системы *Windows*.

Алгоритм работы программы следующий. Временные реализации трех компонент поступают с выхода АЦП в память. В памяти хранятся три буфера длительностью 200 мс. В один буфер выполняется запись. Второй буфер анализируется с целью обнаружения импульса по превышению сигналом заданного порога. Третий буфер используется для сохранения начальной части и предыстории импульсного сигнала в случае, когда его длительность не уместается полностью в текущий буфер. При превышении пороговой амплитуды, импульс с предысторией длительностью 2,56 мс записывается в файл данных.

Принятый атмосферик записывается в файл, данные в котором накапливаются в течение одного часа. Имя файла соответствует времени начала записи и формируется в следующем формате: *ггггммддчч.dat*. В заголовке файла содержится информация о координатах пункта наблюдения, частоте дискретизации, количестве каналов, идентификатор формата записи данных. Каждая запись в файле сопровождается пакетом информации, содержащей абсолютное время начала записи и длительность реализации. В режиме обнаружения импульсных сигналов предусмотрена компенсация мощных основной и высших гармоник, излучаемых силовой сетью на основе методики, предложенной в [6].

Пример записи вертикальной электрической и двух горизонтальных ортогональных магнитных компонент поля атмосферы приведен на рис. 9.

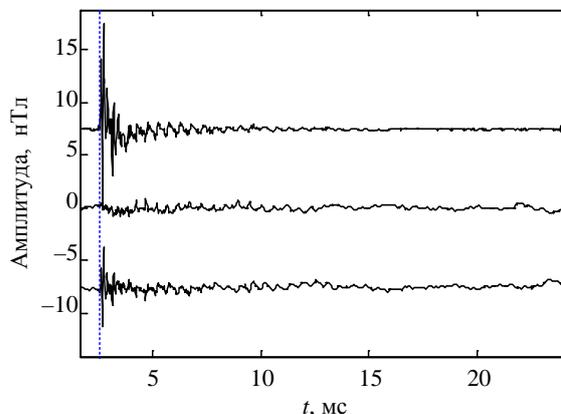


Рис. 9. Пример записи трех компонент поля атмосферы

Предусмотрена возможность круглосуточной записи в файлы данных и отображения параметров узкополосных сигналов. К последним относятся, например, излучение силовой сети 50/60 Гц на основной и высших гармониках и сигналы ОНЧ-передатчиков.

Регистрация трех компонент поля позволяет кроме спектрального состава и абсолютных уровней исследовать также поляризационные характеристики, которые содержат информацию о локальной структуре поля и его источниках.

Выводы. В работе приведено описание программно-аппаратного комплекса для измерения и регистрации трех компонент СНЧ–ОНЧ электромагнитных полей.

Предложен метод конструирования индукционных датчиков магнитного поля, позволяющий согласовать их по уровню шума с входными цепями антенного усилителя. Данный метод позволяет упростить расчет параметров датчика и снизить требования к шумовым характеристикам входных цепей антенного усилителя при сохранении требуемой чувствительности.

Программная часть комплекса, реализованная на персональном компьютере, в режиме реального времени позволяет оценивать абсолютный уровень, спектральный состав, а также поляризационные характеристики регистрируемых импульсных, узкополосных и квазимонохроматических полей, и накапливать полученные данные в круглосуточном режиме.

Библиографический список

1. *Tumanski S.* Handbook of magnetic measurements (Series in Sensors) / S. Tumanski. – L.-N. Y.: CRC Press, 2011. – Ch. 4. Magnetic sensors. – 404 p.
2. *Harriman S. K.* Magnetic Sensor Design for Femtotesla Low-Frequency Signals / S. K. Harriman, E. W. Paschal, U. S. Inan // IEEE Transactions on geoscience and remote sensing. – 2010. – 48, N 1. – P. 396–402.
3. *Швець А. В.* Экспериментальное исследование распространения СНЧ–СДВ атмосфериков и динамика мировой грозовой активности: дис. ... канд. физ.-мат. наук / А. В. Швець. – Х., 1994. – 153 с.
4. *Experimental investigation of the tweek field structure / D. Ye. Yedemsky, B. S. Ryabov, A. Yu. Shchokotov, V. S. Yarotsky // Adv. Space Res. – 1992. – 12, N 6. – P. 251–254.*
5. *Jean A. G.* Calibration of Loop Antennas at VLF / A. G. Jean, H. E. Taggart, J. R. Wait // J. Research of the National Bureau of Standards-C. Engineering and Instrumentation. – 1961. – 65, N 3. – P. 189–193.
6. *Сердюк Т. Н.* Выделение импульсных сигналов на фоне мощных помех от силовых сетей / Т. Н. Сердюк, А. В. Швець, В. К. Иванов // Электромагнитная совмести-

мость и безопасность на железнодорожном транспорте. – 2011. – № 1. – Днепропетровск: Изд-во Днепропетр. нац. ун-та железнодорожного транспорта, 2011. – С. 77–83.

Рукопись поступила 18.10.2016.

A. V. Shvets, A. P. Kryvonos, V. K. Ivanov

A COMPLEX FOR MULTICOMPONENT MEASUREMENTS OF ELF–VLF ELECTROMAGNETIC FIELDS

The task of measurements of the narrowband signals emitted by navigation and communication radios and broadband signals – radiation lightning arises in studies of the lower ionosphere by radio occultation of the Earth-ionosphere waveguide by low-frequency radio waves. Creating a universal receiver set for synchronous measurements of natural and artificial signals is of interest for increasing the information content of the data. The article discusses how to optimize the parameters of magnetic and electric field sensors to provide required bandwidth, dynamic range and matching with the input circuits of antenna amplifiers for noises. We present the algorithms for calculating the design parameters of the field sensors and a description of the program-hardware complex for measurement of pulse and narrow band electromagnetic fields in the ELF and VLF ranges. The software part of the complex, implemented on a personal computer, allows estimating the absolute level, spectral composition, and polarization characteristics of the recorded pulse and narrowband fields in real time and storing the data around the clock.

Key words: inductive sensor, alternating magnetic field, atmospherics.

О. В. Швець, О. П. Кривonos, В. К. Иванов

КОМПЛЕКС ДЛЯ БАГАТОКОМПОНЕНТНИХ ВИМІРЮВАНЬ ННЧ–ДНЧ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПОЛІВ

У дослідженнях нижньої іоносфери методом радіо-просвічування хвилеводу «Земля–іоносфера» низькочастотними радіохвилями виникає задача вимірювань як вузькосмугових сигналів, випромінюваних навігаційними та зв'язковими радіостанціями, так і широкосмугових випромінювань розрядів блискавок. У роботі розглянуті питання оптимізації конструктивних параметрів датчиків магнітного та електричного полів для забезпечення широкої смуги пропускання, необхідного динамічного діапазону та узгодження з вхідними колами антенних підсилювачів за шумовими параметрами. Наведені алгоритми розрахунку конструктивних параметрів датчиків поля та опис програмно-апаратного комплексу для вимірювань імпульсних і вузькосмугових електромагнітних полів у діапазонах ННЧ і ДНЧ. Програмна частина комплексу, реалізована на персональному комп'ютері, дозволяє оцінювати абсолютний рівень, спектральний склад, а також поляризаційні характеристики реєстрованих імпульсних, вузькосмугових полів у реальному часі і накопичувати отримані дані в цілодобовому режимі.

Ключові слова: індукційний датчик, змінне магнітне поле, атмосферик.