

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗЛИЧНЫХ ДАТЧИКОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИГНАЛОВ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

Давыдов В.А. – Институт геофизики УрО РАН, Екатеринбург

Аннотация. Изложены базовые предпосылки для расчета параметров датчиков переменного электрического и магнитного полей. Приведены расчетные формулы и амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) для различных типов датчиков в широкой полосе частот (1–50000 Гц). Рассмотрены вопросы согласования измерительных каналов и аппаратной линейаризации АЧХ для изучения электромагнитного импеданса.

Электрические антенны, индукционные датчики магнитного поля, импедансные измерения.

EQUIVALENT CIRCUITS AND THE BASIC CHARACTERISTICS OF DIFFERENT ELECTROMAGNETIC SENSORS IN THE BROAD FREQUENCY BAND

Davydov V.A. – Institute of Geophysics UB of RAS, Yekaterinburg

Abstract. Base preconditions for calculation of characteristics for sensors of variable electric and magnetic fields are stated. Design equations and the frequency responses for different sensors in the broad frequency band (1–50000) Hz are resulted. Questions of measuring channels balancing and hardware linearization of the frequency response are considered for investigation of an electromagnetic impedance.

Electric aerials, induction sensors of magnetic field, impedance measurements.

Введение

В геофизической практике для измерения электромагнитных полей используют различные виды электрических и магнитных датчиков сигналов. К наиболее распространенным относятся электрические линии и магнитоиндукционные датчики. Так как их характеристики существенно отличаются друг от друга, они применяются со своими специализированными комплектами электроразведочной аппаратуры. При этом аппаратура для измерения электрических полей работает в основном в области низких частот, а индукционная аппаратура применяется в высокочастотном диапазоне.

С развитием электроразведочных методов, основанных на изучении импеданса среды, возникла необходимость в проведении синхронных измерений электрических и магнитных полей в широком диапазоне частот. Это, в свою очередь, привело к требованию учета и коррекции характеристик различных типов датчиков электромагнитных сигналов. Ниже изложены базовые предпосылки для теоретического расчета параметров некоторых

вариантов подключения датчиков на основе их эквивалентных схем. Также рассмотрены вопросы согласования измерительных каналов и аппаратной линейаризации АЧХ для изучения электромагнитного импеданса.

Электрические приемные линии

В качестве датчиков для измерения переменного электрического поля обычно используются заземленные и незаземленные электрические линии. Незаземленные (стелющиеся) линии еще называют электрическими антеннами (ЭА). Напряженность электрического поля определяется достаточно просто:

$$E = U_E / h_l,$$

где U_E – разность потенциалов в линии, h_l – действующая длина электрической приемной линии.

Для постоянного тока и в низкочастотной области действующая длина заземленной на концах линии MN равна ее истинной длине: $h_l = l$.

На высоких частотах, для изолированной стелющейся ЭА действующую длину обычно принимают равной половине длины антенны: $h_l \approx 0,5 l$ (Вишняков, Вишнякова, 1974; Гордеев и др., 1981).

Проведем более подробный анализ обоих типов линий в диапазоне частот 1–50000 Гц. Для этого воспользуемся эквивалентной схемой электрической линии, подключенной к входному предварительному усилителю (рис. 1).

Схема подходит для рассмотрения любых видов заземленных и незаземлен-

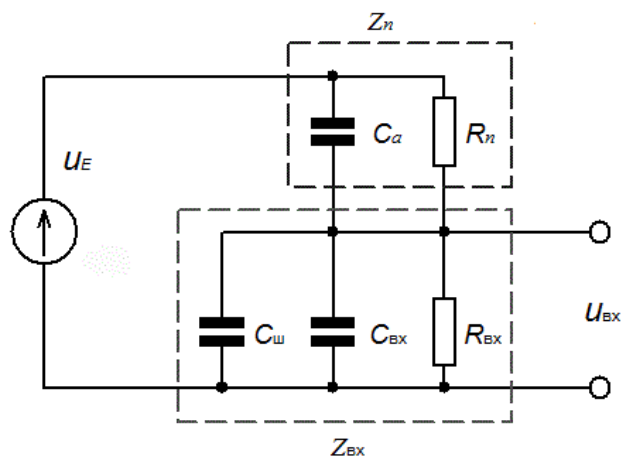


Рис. 1. Эквивалентная схема приемной электрической линии

ных линий с определенными оговорками.

Введены следующие обозначения:

$U_E = h_l E$ – разность потенциалов в электрической линии;

C_a – собственная емкость линии (погонная емкость электроразведочного провода, умноженная на длину провода);

R_n – сопротивление заземления (для заземленной линии) или сопротивление изоляции (для незаземленной ЭА);

$C_{вх}$ – входная емкость усилителя;

$R_{вх}$ – входное сопротивление усилителя;

$C_{ш}$ – шунтирующая емкость (подводящих проводов, экранов и др.);

$U_{вх}$ – напряжение на входе предусилителя.

Введем понятие общего комплексного сопротивления заземления Z_n и комплексного входного сопротивления $Z_{вх}$ (см. рис. 1):

$$Z_n = R_n / (1 + j\omega R_n C_a), \quad (1)$$

$$Z_{вх} = R_{вх} / (1 + j\omega R_{вх}(C_{вх} + C_{ш})), \quad (2)$$

где j – мнимая единица,

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота электрических колебаний.

Тогда относительная действующая длина линии (h_l / l) будет равняться передаточному коэффициенту комплексного делителя напряжения:

$$K_э = U_{вх} / U_E = Z_{вх} / (Z_n + Z_{вх}). \quad (3)$$

Применяя формулы (1–3), были рассчитаны зависимости $K_э = h_l / l$ от частоты для основных используемых электрических линий (рис. 2), подключаемых к широкополосной аппаратуре ОМАР-2м (Давыдов, 2011).

Сопротивление заземления симметричной линии MN принято равным 50 кОм, сопротивление изоляции электроразведочных проводов составляет 100 МОм/км, погонная емкость линии – 30 пФ/м, емкость подводящего кабеля $C_{ш} = 160$ пФ. Предусилитель аппаратуры дифференциальный с входным сопротивлением $R_{вх} = 3,7$ МОм и входной емкостью $C_{вх} = 2$ пФ.

Для заземленной линии MN ($l = 20$ м) показатель действующей длины достаточно стабилен во всей области частот и со-

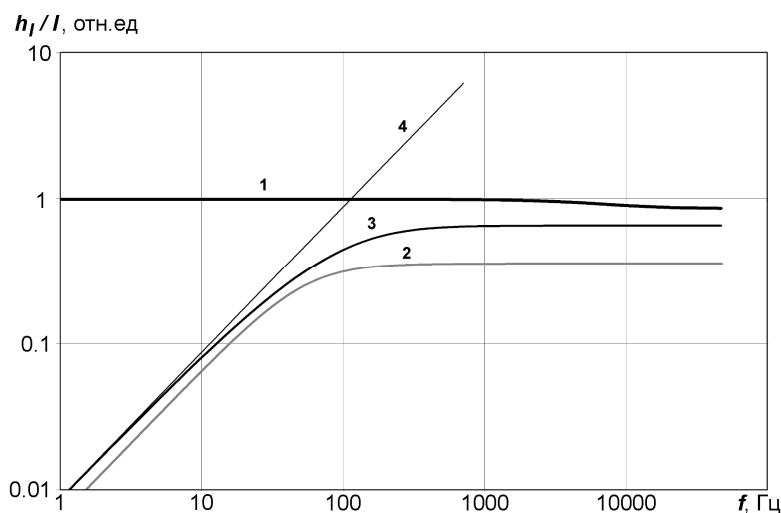


Рис. 2. АЧХ приведенной действующей длины симметричной заземленной линии MN (1), симметричной незаземленной ЭА (2), несимметричной стелющейся антенны (3) и ее асимптоты в области низких частот (4)

ставляет $h_l = 0,85 - 0,99 l$. Небольшой завал АЧХ на высоких частотах начинается после 1 кГц и зависит в основном от шунтирующей емкости подводящих проводов (см. рис. 2, график 1). Напротив, незаземленные линии характеризуются плоской АЧХ в сторону ВЧ, а на низких частотах имеют существенный спад характеристики. Величина передаточного коэффициента ЭА определяется емкостью линии – чем выше емкость, тем больше действующая длина h_l . К примеру, изменение емкости несимметричной ЭА в диапазоне 100–500 пФ приводит к увеличению h_l / l от 0,38 до 0,75. Нами использовались два варианта 10-метровых стелющихся ЭА, изготовленных из трехжильного каротажного кабеля КТШ-0,3 (КГЗ-3-70Ш) с двухметровым спуском (рис. 3):

- несимметричная ЭА конструкции Яковлева (Черняк, 1987);
- симметричная ЭА оригинальной конструкции.

При расчетном значении $C_a = 300$ пФ действующая длина h_l на высоких частотах для симметричной антенны составила $0,35 \cdot l$ (см. рис. 2, график 2), для несимметричной – $0,67 \cdot l$ (см. рис. 2, график 3). Такая разница в параметрах обусловлена конструктивной особенностью линий, имеющих разную длину подводящих проводов и, соответственно, разные значения шунтирующей емкости. Несмотря на лучшие характеристики несимметричных антенн, они имеют большой недостаток – существенное влияние вертикальной компоненты электрического поля (E_z), возникающей за счет негоризонтального рельефа поверхности. Поэтому в холмистых и горных районах более предпочтительно использование симметричной ЭА, где E_z наводится в

разных плечах антенны с противоположным знаком, а затем вычитается дифференциальным усилителем как синфазная помеха (Гордеев и др., 1981). В остальном поведение незаземленных линий подобно.

На нижних частотах, где справедливо условие $\omega \cdot R_{\text{вх}} C_a \ll 1$, для коэффициента передачи имеет место следующее выражение:

$K_3 = j \omega R_{\text{вх}} C_a$, т. е. эквивалентом электрической антенны в этой области является фильтр высоких частот (ФВЧ) первого порядка с крутизной спада АЧХ 20 дБ/декаду (см. рис. 2, график 4). Сопротивление изоляции применяемых линий составляет около 10 ГОм, если оно снижается до величины менее 100 МОм, то происходит заметное выполаживание кривой спада. Характеристика ЭА на низких частотах (НЧ) может непредсказуемо измениться за счет утечек, поэтому необходимо следить за целостностью изоляции кабеля и не допускать попадания воды.

При работе в сверх длинноволновом диапазоне ($f > 10$ кГц) утечки электрической линии не оказывают значительного влияния на характер сигнала.

Приведенные рассуждения позволяют сделать следующие выводы:

- для достоверных измерений напряженности электрического поля в широком диапазоне частот необходимо для каждой линии рассчитывать свою передаточную характеристику (действующую длину);
- АЧХ незаземленных электрических линий характеризуется спадом на низких частотах, подобным характеристике фильтра высоких частот первого порядка. Параметры этого фильтра можно корректировать, например, для расширения линейной части в низкочастотной области необходимо увеличивать емкость антен-

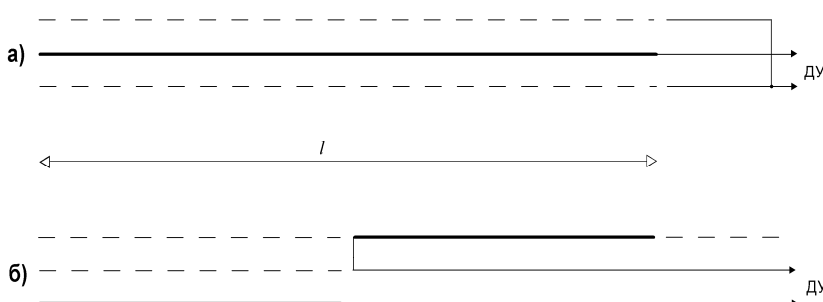


Рис. 3. Конструкция незаземленных стелющихся линий из каротажного кабеля КТШ-0,3:

а) несимметричная антенна Яковлева, б) оригинальная симметричная антенна. Жирными линиями выделены элементы собственно антенн, обычными линиями – подводящие провода, пунктиром – неиспользуемые провода кабеля

ны и входное сопротивление предварительного усилителя.

**Датчики магнитного поля
(магнитные антенны)**

При измерениях переменных магнитных полей в качестве датчиков обычно применяются многovitковые катушки (соленоиды) с ферромагнитным или воздушным сердечником. Главной характеристикой таких индукционных датчиков (магнитных антенн) является величина ЭДС, развиваемой на концах соленоида, при заданном внешнем магнитном поле фиксированной частоты. Эта величина зависит от эффективной площади магнитной рамки, которая, в свою очередь, определяется материалом сердечника, его размерами, числом витков обмотки, их средней площадью.

В пассивных датчиках индукционного типа всегда присутствует межвитковая паразитная емкость, в результате которой магнитная антенна (МА) приобретает свойства колебательного контура с резонансом на частоте

$$f_0 = 1 / 2\pi \sqrt{LC},$$

где L – индуктивность катушки датчика; C – общая емкость контура.

Частотная избирательность контура используется в индуктивных методах для настройки МА на частоту принимаемого сигнала. Для этого обычно служит дополнительный построечный конденсатор, включаемый параллельно или последовательно измерительной катушке. В результате резонанса сигнал с магнитного датчика увеличивается на частоте f_0 в Q раз, где Q – добротность контура:

$$Q = \omega_0 L / R_a = 1 / (\omega_0 R_a C),$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая частота резонансных колебаний; R_a – активное сопротивление обмотки.

Работа индукционных измерительных катушек, настроенных в резонанс, подробно описана в литературе, например, (Абрамзон, Обоишев, 1984; Loudet, 2013), поэтому в её рассмотрении нет необходимости. Отметим только, что для повышения чувствительности и избирательности резонансных МА необходимо увеличивать индуктивность, снижать активное сопротивление,

а на высоких частотах – бороться с паразитной емкостью.

Для широкополосных датчиков переменного магнитного поля желательно постоянство коэффициента преобразования во всем диапазоне измеряемых частот. Нелинейность АЧХ пассивных измерительных катушек обусловлена тем, что наводимая в них ЭДС пропорциональна скорости изменения магнитного поля во времени и, следовательно, зависит от частоты:

$$e_H = - d\Phi/dt = j\omega n S \mu_a \mu_0 H_0 \cos\theta, \quad (4)$$

где

Φ – магнитный поток;

t – время;

j – мнимая единица;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота магнитного поля;

n – число витков в катушке;

S – площадь витков;

μ_a – относительная магнитная проницаемость датчика, показывает, во сколько раз изменяется индуктивность катушки при наличии сердечника;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – магнитная проницаемость воздуха (Гн/м);

H_0 – напряженность магнитного поля (А/м);

θ – угол между осью катушки и вектором магнитного поля. В дальнейшем будем считать, что ось датчика совпадает с направлением магнитного поля и $\cos\theta = 1$.

ЭДС на выходе МА нарастает линейно с ростом частоты, а мнимая единица определяет фазовый сдвиг ЭДС на 90° по отношению к первичному магнитному полю.

Чтобы скомпенсировать изменение коэффициента передачи с частотой и скорректировать фазовый сдвиг, применяется схемотехника активных МА. Одной из таких схем является преобразователь тока в напряжение, когда на его выходе получают линейную зависимость напряжения от величины магнитного поля. Подобным образом реализована схема активной магнитной антенны, обеспечивающей постоянство амплитудно-частотной характеристики сквозного тракта «датчик–усилитель» в широком диапазоне частот. Для того чтобы проанализировать работу устройства, рассмотрим упрощенную схему входного

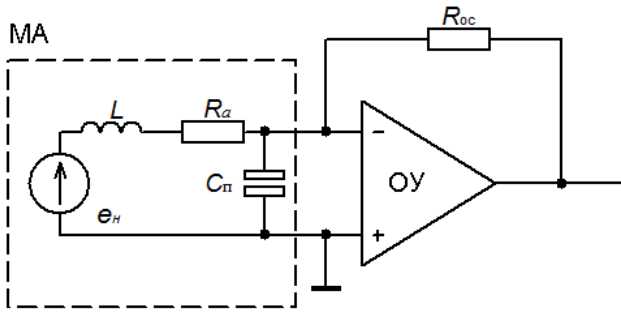


Рис. 4. Эквивалентная схема магнитной антенны и входного каскада

каскада с эквивалентной схемой магнитного датчика (рис. 4).

Принятые обозначения:

- МА – магнитная антенна;
- e_H – ЭДС в катушке, возникающая под действием магнитного поля;
- L – индуктивность датчика;
- R_{oc} – сопротивление обратной связи;
- R_a – активное сопротивление обмотки;
- C_n – паразитная межвитковая емкость;
- ОУ – операционный усилитель.

Магнитная антенна подключена к входу операционного усилителя, который работает в режиме усиления тока за счет введения отрицательной обратной связи (ООС) через сопротивление R_{oc} . Операционный усилитель поддерживает на своем инвертирующем входе потенциал, равный потенциалу неинвертирующего входа, т. е. близкий нулю. Потенциал инвертирующего входа образуется суммой втекающего во входную цепь и вытекающего через сопротивление обратной связи токов. Эти токи должны быть равны по величине и противоположны по знаку. Входной ток циркулирует в контуре, образованном короткозамкнутой катушкой МА:

$$I = e_H / Z_L, \quad (5)$$

где $Z_L = j\omega L$ – индуктивное сопротивление МА.

Подставив выражения для ЭДС (4) и Z_L в формулу для входного тока (5), получим:

$$I = j\omega n S \mu_a \mu_0 H_0 / j\omega L = n S \mu_a \mu_0 H_0 / L.$$

Ток в короткозамкнутой МА пропорционален величине магнитного поля и не зависит от частоты. Выходное напряжение найдем из условия равенства втекающего и вытекающего токов на инвертирующем

входе операционного усилителя:

$$I_{вх} = U_{ввых} / R_{oc} = -I_{ввых},$$

отсюда получаем

$$U_{ввых} = -n S \mu_a \mu_0 H_0 R_{oc} / L.$$

Следовательно, коэффициент передачи устройства по полю (в В·м/А):

$$K_M = U_{ввых} / H_0 = -n S \mu_a \mu_0 R_{oc} / L.$$

Часто используют коэффициент передачи, выраженный через индукцию магнитного поля $B_0 = \mu_0 H_0$, используя термин «чувствительность датчика» (в В/Тл):

$$g = U_{ввых} / B_0 = -n S \mu_a R_{oc} / L. \quad (6)$$

Как видно из полученных выражений, коэффициент передачи устройства по магнитному полю действителен и не зависит от частоты. Это значит, что АЧХ активного датчика линейна, а знак минус указывает на вносимый фазовый сдвиг, равный 180 градусам.

На основании формулы (6) можно убедиться, что для увеличения чувствительности активных магнитных датчиков, также как и для пассивных, необходимо увеличивать число и площадь витков. Из этой же формулы следует неожиданный вывод о том, что чувствительность активного датчика не зависит от μ_a сердечника измерительной катушки. На самом деле это не совсем так.

Полученный результат справедлив в случае, если компоненты предварительного усилителя и магнитная антенна обладают идеальными характеристиками. В действительности такие параметры, как паразитные емкости МА, активное сопротивление намоточных проводов, конечный коэффициент усиления операционного усилителя ограничивают диапазон частот, в котором остается справедливым равенство (6).

Рассмотрим влияние активного сопротивления МА на коэффициент передачи устройства.

Полный коэффициент передачи по полю в этом случае (рис. 5, график 1) записывается в следующем виде:

$$K_M = -j\omega n S \mu_a \mu_0 R_{oc} / (R_a + j\omega L).$$

На высоких частотах при $\omega L > R_a$ (см. рис. 5, график 2) мы получаем коэффициент передачи для идеального случая (6). На

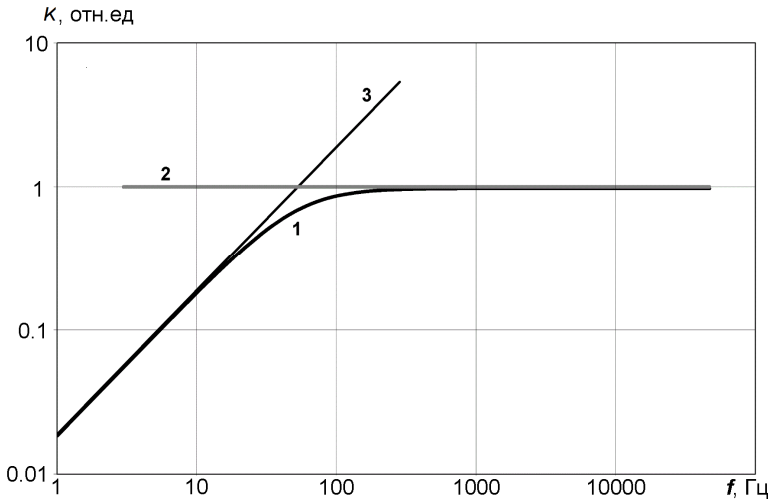


Рис. 5. График нормированного коэффициента передачи активной магнитной антенны (1) и его асимптоты на верхних (2) и нижних (3) частотах

низких частотах при $\omega L < R_a$ коэффициент передачи по полю пропорционален частоте входного сигнала (см. рис. 5, график 3):

$$K_M = -j\omega n S \mu_a \mu_0 R_{oc} / R_a.$$

Отсюда видно, что величина активного сопротивления, включенного последовательно с МА, определяет нижнюю частоту среза устройства.

Эквивалентом магнитной антенны на низких частотах служит ФВЧ первого порядка с частотой среза $f_c = R_a / 2\pi L$ (Вруно, 2001), т. е. чем больше индуктивность, тем шире линейная часть характеристики в области низких частот. В этом и состоит преимущество использования сердечников из ферромагнитных материалов, увеличивающих индуктивность измерительных катушек.

Теперь рассмотрим влияние паразитной емкости $C_{п}$ на коэффициент передачи устройства. Напряжение на выходе МА с учетом емкости, равно:

$$U_c = e_H / (1 - \omega^2 LC_{п}).$$

Коэффициент передачи устройства:

$$U_{вых} / U_c = -R_{oc} / Z_c, \quad (7)$$

где Z_c – полное сопротивление контура во входной цепи (см. рис. 4):

$$Z_c = j\omega L / (1 - \omega^2 LC_{п}).$$

Подставляя выражения для U_c и Z_c в равенство (7) получим

$$U_{вых} \cdot (1 - \omega^2 LC_{п}) / e_H = R_{oc} \cdot (1 - \omega^2 LC_{п}) / j\omega L.$$

Множитель $(1 - \omega^2 LC_{п})$ сокращается, в итоге приходим к выражению, в котором величина паразитной емкости отсутствует:

$$U_{вых} / e_H = -R_{oc} / j\omega L.$$

Данная формула с учетом формулы

(4) эквивалентна (6), т. е. коэффициент передачи устройства не зависит от паразитной емкости.

Полученный вывод можно было сделать из следующих простых соображений: поскольку на инвертирующем и неинвертирующем входе ОУ поддерживается одинаковый потенциал, то через паразитную емкость $C_{п}$ токи смещения не текут и ее величина на коэффициент передачи не влияет. Тем не менее, следует учитывать, что в реальных условиях, вследствие конечного быстродействия операционных усилителей, паразитная емкость антенны может исказить коэффициент передачи на высоких частотах (Швец, 1994).

Максимальная чувствительность устройства будет ограничена шумовым напряжением операционного усилителя $U_{ш}$, являющегося преобладающим источником помех в нашем приложении. Этот шум эквивалентен генератору напряжения, последовательно подключенному к инвертирующему входу ОУ, и усиливается на выходе ОУ с коэффициентом $K = R_{oc} / Z_c$. Так как полное сопротивление контура (Z_c) изменяется с частотой, то шум также варьирует будучи максимальным ниже частоты среза f_c . Напряжение шумов ОУ приводит к возникновению в контуре измерительной катушки шумового тока $I_{ш} = U_{ш} / Z_c$, что эквивалентно появлению шумового магнитного поля:

$$H_{ш} = I_{ш} Z_c / \omega n S \mu_a \mu_0 = U_{ш} / 2\pi f n S \mu_a \mu_0.$$

Эквивалент шумов МА, представленный в

величинах индукции магнитного поля,–

$$B_{ш} = U_{ш} / 2\pi f n S \mu_a \quad (8)$$

Из формулы (8) можно сделать еще одно важное заключение – несмотря на то, что сердечник магнитной антенны не увеличивает чувствительность датчика на высоких частотах, он способствует снижению шумов МА в μ_a раз.

Приемные датчики магнитного поля должны обладать минимальным, так называемым антенным эффектом, т. е. магнитная антенна не должна иметь выраженных свойств электрической антенны. Для устранения антенного эффекта рекомендуются следующие мероприятия (Курочкин, 2002):

- применение МА минимально возможных размеров;
- симметричное выполнение МА;
- экранирование датчика.

Применение первого способа ограничено заданной чувствительностью МА. Второй способ связан с применением дифференциальных усилителей (ДУ) во входном каскаде приемной аппаратуры. В этом случае ЭДС, наводимая за счет антенного эффекта, выступает в роли синфазной помехи, степень подавления которой определяется параметрами ДУ. Третий способ основан на применении незамкнутого экрана поверх витков катушки.

Все магнитные датчики, сделанные в ИГФ УрО РАН, имеют экранировку, а используемая приемная аппаратура ОМАР-2м содержит на входе дифференциальные усилители, что позволяет мак-

симально ослабить антенный эффект МА и подводных кабелей.

Ранее было произведено большое количество пассивных датчиков типа ПМД и РМД (Давыдов, 2011), ориентированных на изучение узкополосных сигналов в диапазоне 1–16 кГц. Попытка их использования в широкополосном диапазоне показала значительную изменчивость характеристик в зависимости от внешних факторов, в частности от температуры. Нелинейность АЧХ и температурный дрейф приводит к резким изменениям параметров, что сильно искажает результаты наблюдений.

В настоящее время разработки ведутся в направлении совершенствования активных магнитных датчиков (АМД) для измерений в диапазоне частот 1–50000 Гц. Изготовлено и опробовано несколько конструктивных и схемотехнических вариантов АМД, имеющих разные характеристики (рис. 6). Основным показателем АМД является чувствительность по полю в линейной области, поэтому для индексирования датчиков выбран этот параметр. К примеру, датчик АМД-50 имеет коэффициент передачи по полю – 50 В/(А/м).

Калибровка и тестирование датчиков магнитного поля проводится на стенде, состоящем из генератора синусоидальных сигналов, нагруженного на воздушный соленоид большого диаметра. Индукция создаваемого магнитного поля соленоида рассчитывается по известным формулам (Абрамзон, 1984).

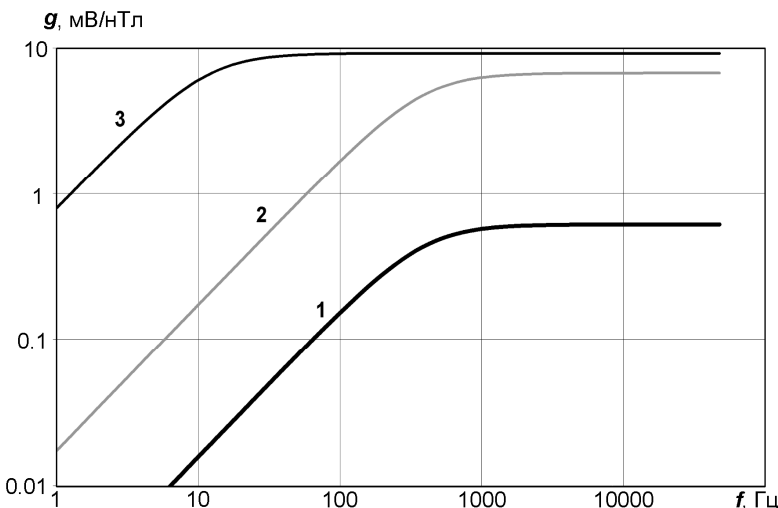


Рис. 6. АЧХ активных датчиков магнитного поля АМД-5 (1); АМД-50 (2) и АМД-70 (3)

Для более точного расчета используется программа ViziMag (Beeteson, 2009), позволяющая моделировать поведение магнитных полей от различных видов излучателей с заданными характеристиками. Калибруемые датчики располагаются на некотором расстоянии от соленоида, чтобы исключить взаимную индукцию генерирующей и приемной катушек. Чувствительность МА определяется по отношению напряжения отклика с датчика к величине магнитного поля в точке наблюдения. При калибровке снимаются амплитудно-частотные характеристики и фазовый сдвиг между током в цепи соленоида и напряжением с датчика.

По результатам калибровки для большинства АМД расхождение с теоретически рассчитанными АЧХ составляет не более 1–2 %. Фазовые сдвиги в линейных и монотонно спадающих областях АЧХ имеют достаточно стабильный характер. Фазовые искажения частотных характеристик наблюдаются в основном вблизи полюса фильтра, определяющего нижнюю частоту среза устройства.

Согласование измерительных каналов

Электромагнитный импеданс среды определяется отношением взаимно перпендикулярных компонент электрического и магнитного полей: $Z_{xy} = E_x/H_y$; $Z_{yx} = E_y/H_x$. В общем случае, при измерении составляющих электромагнитного поля с помощью соответствующих датчиков, формула для определения импеданса имеет следующий вид:

$$Z = (U_e / U_m) \cdot (g / h_l),$$

где U_e – напряжение на выходе электрической линии, В;

U_m – напряжение на выходе магнитного датчика, В;

g – чувствительность магнитного датчика, В/(А/м);

h_l – действующая длина электрической приемной линии, м.

Помня о частотной зависимости, обозначим чувствительность как $g(f)$ и действующую длину как $h_l(f)$. Теперь с учетом коэффициентов усиления электрического (K^E) и магнитного (K^M) каналов приемной аппаратуры формула запишется в виде:

$$Z = (U_e / U_m) \cdot g(f) / h_l(f) \cdot (K^M / K^E). \quad (9)$$

Как видно из формулы (9), при частотно-независимом усилении каналов аппаратуры добиться корректных значений Z можно в случае идентичности частотных характеристик электрической линии и магнитного датчика $g(f) / h_l(f) = \text{const}$. Этот вариант возможен только при использовании АМД и незаземленной ЭА, которые имеют похожие спады АЧХ в сторону НЧ. Необходимо только добиться одинаковой частоты среза характеристик с помощью корректирующих элементов цепи. Наиболее просто это можно сделать с помощью изменения входного сопротивления предусилителя электрического канала.

Другим вариантом согласования является применение частотно-зависимого усиления каналов, при котором выполняются соотношения: $g(f) / K^E(f) = \text{const}$ и $h_l(f) / K^M(f) = \text{const}$, т. е. нужно создать в электрическом канале частотную зависимость, подобную магнитному датчику, а в магнитном канале – характеристику электрической линии.

Рассмотрим это на конкретных примерах. Допустим, к электрическому каналу подключена заземленная линия MN, а к магнитному – АМД с характеристикой спада на частоте 500 Гц (рис. 7, график 1). Так как заземленная линия практически не вносит частотных искажений, магнитный канал оставляем без изменений. В электрический же канал вводим дифференциальную RC-цепочку, эквивалентную ФВЧ с частотой среза 500 Гц. Таким образом, частотные искажения в сквозных каналах электрических и магнитных измерений становятся идентичными и компенсируются при вычислении импеданса (см. рис. 7, график 3). Для компенсации частотных искажений незаземленной ЭА (см. рис. 7, график 2) необходимо аналогично ввести в магнитный канал RC-фильтр, эквивалентный характеристике электрической антенны.

При хорошем подборе элементов фильтров отношение коэффициентов передачи электрического канала к магнитному каналу становится постоянно во всем частотном диапазоне (линеаризуется), что позволяет получить истинные значения входного

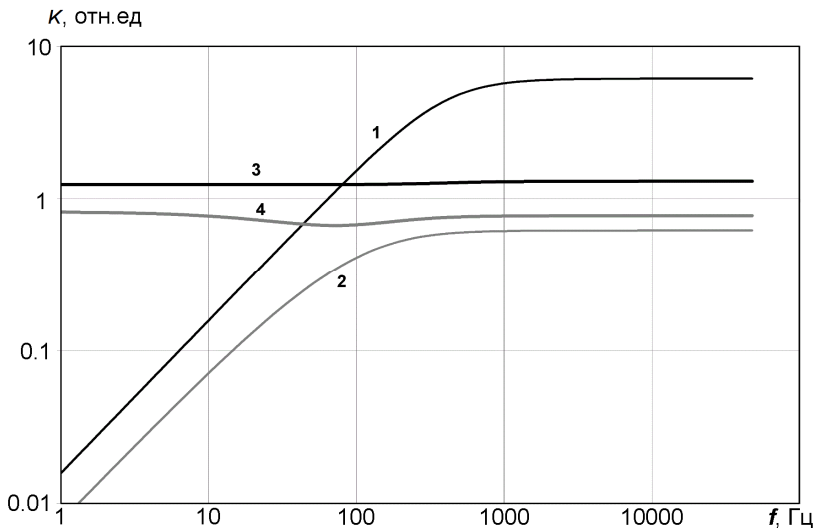


Рис. 7. Нелинейный характер АЧХ индукционного АМД (1) и результат его компенсации: $g(f)/K^E(f)$ (3); АЧХ незаземленной ЭА (2) и ее скомпенсированная характеристика: $h_i(f)/K^M(f)$ (4)

импеданса. Остаточные частотные искажения линеаризованной характеристики составляют 1–3 %, максимальные отклонения (более 5 %) наблюдаются вблизи частот среза ФВЧ.

Заключение

Для получения характеристик различных датчиков электромагнитных сигналов можно пользоваться достаточно простыми формулами, полученными на основе эквивалентных схем включения датчиков к входному каскаду аппаратуры. Чтобы получить более точные параметры, необходимо провести соответствующую калибровку, на основании которой можно уточнить значения варьируемых элементов цепи и влияние внешних факторов.

При измерениях импеданса в широкой полосе частот необходимым требованием к аппаратуре является частотная идентичность электрического и магнитного каналов. Несмотря на различие АЧХ электрических и магнитных датчиков, приемлемого согласования сквозных каналов можно добиться на аппаратном уровне, вводя в схему прибора частотно-зависимые цепи. Аппаратное согласование позволяет получать значения импеданса в реальном масштабе времени, что дает возможность интерактивного контроля и управления процессом полевых наблюдений методами АМТЗ, ЧЗ и частотной дисперсии.

Литература

Абрамзон Г.В., Обоинев Ю.П. Индукционные измерительные преобразователи переменных магнитных полей. Л.: Энергоатомиздат, 1984. 120 с.

Вишняков А.Э., Вишнякова К.А. Возбуждение и измерение полей в электроразведке. Л.: Недра, 1974. 129 с.

Гордеев С.Г., Седельников Э.С., Тархов А.Г. Электроразведка методом радиокип. М.: Недра, 1981. 132 с.

Давыдов В.А. Опытная малогабаритная аппаратура регистрации ОМАР-2м для метода АМТЗ // Геодинамика. Глубинное строение. Тепловое поле Земли. Интерпретация геофизических полей: Материалы. Екатеринбург, 2011. С. 112–115.

Курочкин А.Е. Теоретические основы активных магнитных антенн: Учебно-методическое пособие. Ч. 1: Шумовые параметры входных каскадов радиоприемных устройств с магнитной антенной / Минск: БГУИР, 2002. 50 с.

Черняк Г.Я. Электромагнитные методы в гидрогеологии и инженерной геологии. М.: Недра, 1987. 213 с.

Швец А.В. Экспериментальное исследование распространения СНЧ–СДВ атмосфериков и динамика мировой грозовой активности: Дис. ... канд. физ.-мат. наук. Харьковский государственный университет. Харьков, 1994. 152 с.

Bruno M. Thinking about ideal loops // Radio waves below 22 kHz. Open File. URL: <http://www.vlf.it/looptheo7/loop7.pdf>. Feb. 2001. 10 p.

Beeteson J.S. Magnetic field software ViziMag 3.18 Tutorial. Open File. URL: <http://www.vizimag.com>. Apr. 2009. 30 p.

Loudet L. Loop antenna principle // SID monitoring station. URL: <http://sidstation.loudet.org/antenna-theory-en.xhtml>. Nov. 2013.