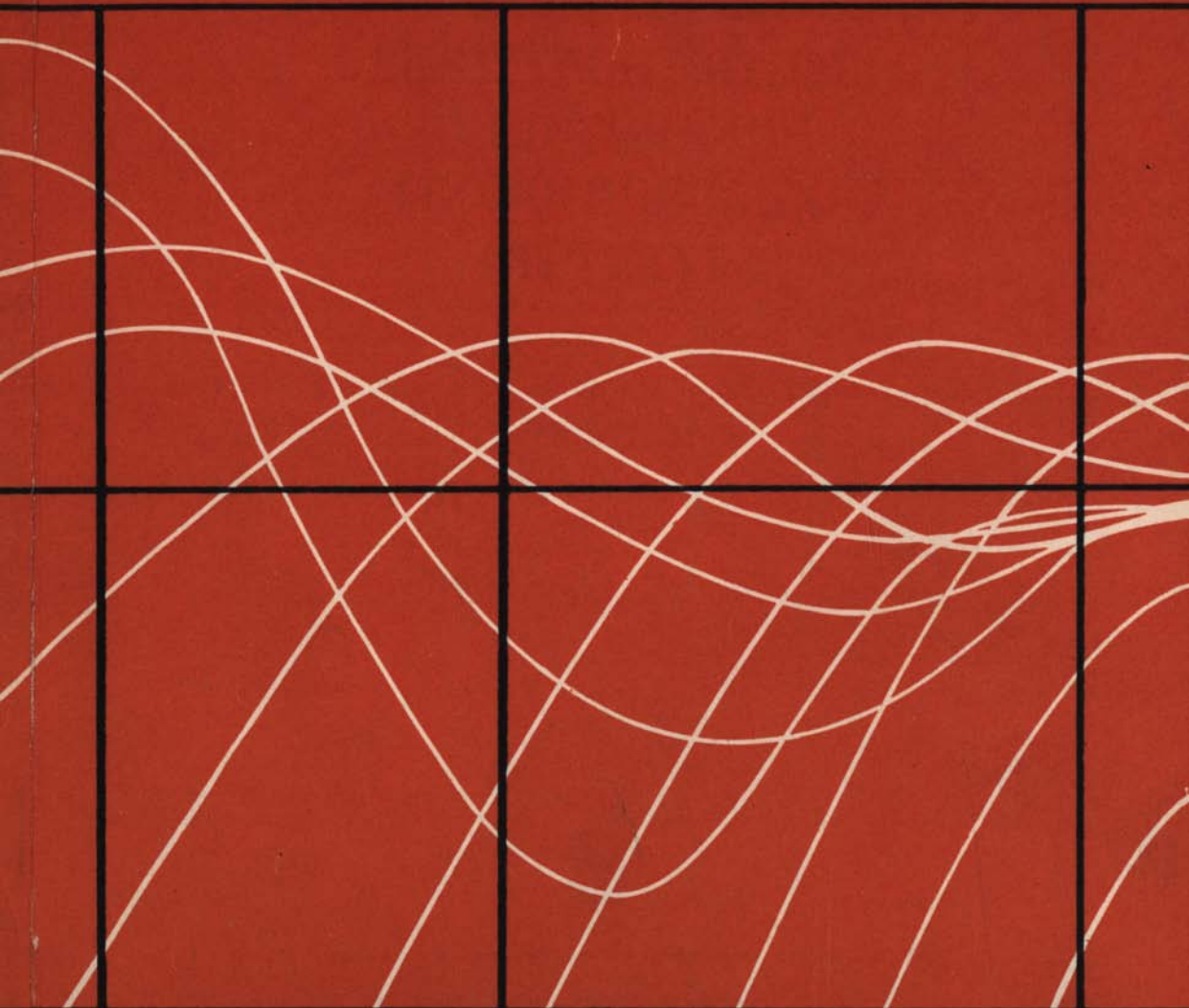


А. П. ИВАНОВ

НЕПРЕРЫВНЫЕ
ЧАСТОТНЫЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ
ЗОНДИРОВАНИЯ
ГЕОЛОГИЧЕСКИХ
СТРУКТУР



ИЗДАТЕЛЬСТВО
· НАУКА ·

АКАДЕМИЯ НАУК СССР
ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ГЕОЛОГИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

А. П. ИВАНОВ

НЕПРЕРЫВНЫЕ
ЧАСТОТНЫЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ
ЗОНДИРОВАНИЯ
ГЕОЛОГИЧЕСКИХ
СТРУКТУР

Труды, вып. 271



ИЗДАТЕЛЬСТВО «НАУКА»
МОСКВА
1975

Academy of sciences of the USSR
Order of the Red Banner of Labour Geological institute

A. P. Ivanov

CONTINUOUS ELECTROMAGNET FREQUENCY SOUNDING OF GEOLOGICAL STRUCTURES

Transactions, vol. 271

Монография посвящена вопросам разработки элементов теории аппаратуры и методики непрерывных частотных электромагнитных зондирований геологических структур, изучению перспективности этой методики применительно к задачам разведочной геофизики.

Приводится решение задач, связанных с определением наиболее важных статических и динамических характеристик аппаратуры для зондирования, кратко описывается методика непрерывных частотных зондирований, приемы обработки и предварительного анализа полевого материала, содержится краткий обзор экспериментальных исследований, проведенных автором в Воронежской области и Эстонской ССР. Была создана электроразведочная станция НЧЗ-64, которая в настоящее время выпускается промышленностью.

Табл. 5. Рис. 52. Библ. 50 назв.

Ответственный редактор
кандидат физико-математических наук

О.А. Скугаревская

Responsible Editor

O.A. Skugarevskaja

ВВЕДЕНИЕ

Метод частотных электромагнитных зондирований используется в геологической разведке при картировании рельефа поверхности кристаллического фундамента и определении удельного электрического сопротивления его верхней кровли, изучении его внутреннего строения, а также для литолого-стратиграфического расчленения осадочной толщи пород.

Геологическая разведка методом частотных зондирований, как известно, имеет ряд существенных преимуществ по сравнению с разведкой постоянным током в отношении разрешающей способности, глубинности и экономичности, а также возможности разведки осадочных толщ, экранированных промежуточными непроводящими или плохо проводящими постоянный ток пластами. Увеличение производительности разведки по методу частотных зондирований достигается за счет замены методики дипольных зондирований, требующей при постоянном токе целой системы разносов между питающими и приемными цепями, частотным зондированием, проводимым на одном разносе, но на различных частотах.

Теория методов частотного зондирования и становления поля была разработана академиком А.Н. Тихоновым, Г.В. Мухиной, С.М. Шейнманом, А.П. Краевым, Д.Н. Шахсуваровым, Л.Л. Ваньяном, Д.Н. Четаевым, В.И. Дмитриевым, О.А. Скугаревской, Л.Б. Гасаненко и другими исследователями. Они же рассчитали первые теоретические кривые для многослойных геоэлектрических разрезов (Тихонов, 1946; Тихонов, 1950; Тихонов, Мухина, 1950; Тихонов, Шахсуваров, 1956; Тихонов и др., 1967; Тихонов и др., 1968а, б, в; Тихонов и др., 1973; Шейнман, 1947; Краев, Зацепин, 1948; Шахсуваров, 1959; Скугаревская, 1959; Ваньян, 1965, 1966; Ваньян и др., 1964; Дмитриев, 1965, 1969).

В 1955 г. в Институте физики Земли АН СССР, а впоследствии в Геологическом институте АН СССР, Б.С. Эненштейн при участии автора под научным руководством академика А.Н. Тихонова и профессора А.И. Заборовского провели экспериментальные исследования в области частотных зондирований, имевшие целью создание аппаратуры и методики для этого нового и перспективного метода геоэлектрической разведки (Эненштейн, Иванов, 1958; Эненштейн и др., 1958а, б, в). Работы в этом направлении проводились также в Ленинградском Государственном Университете им. А.А. Жданова под руководством Л.Б. Гасаненко и во ВНИИГеофизике под руководством А.М. Загармистра, А.М. Алексева и Л.Л. Ваньяна.

В ходе дальнейших исследований, проводившихся в Геологическом институте АН СССР, было установлено, что аппаратура и приемы полевых работ могут значительно изменяться в зависимости от поисково-разведочных задач. Для разведки на глубинах два и более километров диапазон употребляемых частот в зависимости от проводимости пород лежит в пределах от сотых долей герца до единиц килогерц, а мощность источника переменного тока определяется десятками киловатт. Для поисков и разведки рудных месторождений глубина исследования определяется первыми сотнями метров, диапазон частот передвигается в область сотен герц — сотен килогерц, а

мощность источника тока измеряется сотнями ватт. Наконец, для задач инженерной геологии, гидрогеологии, дорожно-строительных задач и других глубина исследований определяется десятками метров, требуемый диапазон частот лежит в пределах от десятков килогерц до единиц мегагерц, а мощность источника тока не превышает десятков ватт.

Разработка аппаратуры и методики частотных зондирований в ГИН АН СССР первоначально велась в направлении создания аппаратуры и методики для глубинной геологической разведки. Эти исследования были, в основном, завершены в 1960 г. созданием первого образца станции СЧЗ-60 для низкочастотных зондирований в диапазоне частот от 0,06 до 420 Гц (Эннштейн и др., 1961). В 1967 г. был создан второй, более совершенный образец станции СЧЗ-67, полностью выполненный на полупроводниковых приборах, для зондирований в диапазоне частот от 0,2 до 1100 Гц.

В 1956 г. в Уральском филиале АН СССР под руководством Г.В. Астраханцева (1962) были начаты исследования по применению частотных зондирований для целей рудной разведки на дискретных частотах в диапазоне от 20 Гц до 100 кГц.

При работе по методу частотных зондирований полевые измерения проводятся на фиксированных частотах, количество которых выбирается обычно равным 20-30, что обеспечивает удовлетворительную характерность кривой зондирования при исследовании относительно простых геоэлектрических структур. Увеличение количества фиксированных частот увеличивает характерность кривых, что дает возможность проводить исследования строения более сложных структур. Однако увеличение количества частот связано с увеличением времени зондирования, особенно на низких частотах, что значительно снижает производительность метода.

В настоящей работе показано, что существует возможность резкого сокращения длительности процесса измерений при частотных зондированиях с одновременным, практически неограниченным увеличением количества частот внутри рабочего диапазона. Это достигается тем, что возбуждение электромагнитного поля в Земле и измерение амплитуд принимаемых сигналов производится не на дискретных частотах, а непрерывно в выбранном диапазоне частот (методика НЧЗ). В результате длительность процесса полевых измерений при непрерывных зондированиях сокращается в 10 и более раз за счет его полной автоматизации. При этом резко повышаются характерность кривых зондирования и точность их регистрации за счет использования сплошного спектра частот.

Сущность предложенной автором методики НЧЗ состоит в следующем (Эннштейн, Иванов, 1961; Болталин и др., 1968а,б, 1969а,б, 1970а,б,в). На поверхности Земли в пункте исследования с помощью генератора переменного тока, подключаемого к заземленному электрическому или незаземленному магнитному диполю, в Земле возбуждается электромагнитное поле. Частота переменного тока непрерывно изменяется во времени. На измерительной установке, располагаемой от генераторной на расстоянии, равном трем-пяти глубинам исследования, измеряются и непрерывно регистрируются самописцем значения амплитуд электрической или магнитной компонент поля на всех частотах рабочего диапазона. Процесс регистрации кривых НЧЗ автоматизирован, что позволяет выполнить зондирование в течение пяти-шести минут.

В результате зондирований получают записанные пером на бумажной ленте (или другим способом) непрерывные кривые, выражающие зависимость амплитуд принимаемых сигналов от частоты тока и от геоэлектрических характеристик изучаемого разреза. Эти кривые служат основой для геолого-геофизической интерпретации, которая может проводиться либо путем сопоставления экспериментальных кривых с набором кривых (палеток), рассчитанных теоретически (палеточная интерпретация), либо так называе-

мым беспалеточным способом, основанном на использовании для интерпретации различных номограмм, составленных на основании изучения закономерностей строения теоретических кривых.

Необходимо подчеркнуть, что интерпретация кривых частотных зондирований может проводиться беспараметрическим способом, т.е. без привлечения извне каких-либо сведений о разрезе. В этом заключается одно из наиболее важных достоинств этого метода.

В 1960 г. в Геологическом институте АН СССР под руководством академика А.Н.Тихонова и Б.С.Эненштейна автором были начаты исследования, связанные с разработкой методики и аппаратуры для непрерывных частотных электромагнитных зондирований. В результате этих исследований в 1964 г. был создан опытно-промышленный образец станции НЧЗ-64 для непрерывных зондирований в диапазоне частот от 70 Гц до 10 кГц. Конструкция станции была разработана Мытищинским приборостроительным заводом, осуществляющим в настоящее время ее серийный выпуск. Выбор этого диапазона частот не случаен. Расширению его в настоящее время в сторону более низких частот препятствуют крайне интенсивные регулярные помехи на частоте 50 Гц, а в сторону более высоких – интенсивные помехи от низкочастотных радиостанций.

Диапазон глубин, исследуемых с помощью станции НЧЗ-64, лежит в пределах от 20–30 до 200–300 м при зондированиях на платформах и от 50–100 до 500–1500 м при зондированиях на шитах. Поэтому с помощью этой аппаратуры можно успешно решать довольно широкий круг задач разведочной геофизики, а именно:

- картировать рельеф поверхности кристаллического фундамента и определять удельное сопротивление его верхней кровли;
- изучать внутреннее строение фундамента;
- исследовать геоэлектрическое строение осадочного чехла;
- определять глубину залегания, мощность и удельное сопротивление пластов высокого электрического сопротивления;
- измерять удельное сопротивление горячих пород в их естественном залегании и др.

Заметим, что частотные зондирования дают возможность расчленять осадочную толщу на отдельные горизонты, имеющие различные удельные сопротивления, причем практически в разрезе может быть выделено до трех-пяти слоев.

Что же касается изучения геоэлектрических разрезов, содержащих непроводящие или плохо проводящие пласты, что недоступно, как известно, методом постоянного тока, то исследование таких разрезов методом частотных электромагнитных зондирований не встречает трудностей и осуществляется с помощью обычных методических приемов, используемых при исследованиях структур, не содержащих изолирующих пластов, причем в разрезе могут быть выделены сравнительно тонкие пласты изоляторов (Тихонов и др., 1968а, б, в). Отметим, что при исследовании внутреннего строения кристаллического фундамента, вследствие высокого сопротивления слагающих его пород, глубина исследования практически ограничивается только величиной разности между генераторной и приемной установками.

При разработке аппаратуры и методики НЧЗ автором с 1960 по 1964 гг. проводились теоретические и экспериментальные исследования, результаты которых приводятся в данной монографии. Эти исследования имели целью определение основных статических и динамических параметров аппаратуры: мощности генераторной установки, порога чувствительности и ширины динамического диапазона приемного устройства, оптимального закона и скорости изменения частоты питающего тока во времени при заданной величине нелинейных искажений. Был исследован также вопрос о выборе оптимальной скорости изменения частоты питающего тока во времени в зави-

симости от геоэлектрического строения изучаемого разреза, поскольку при зондированиях переменным током с частотой, изменяющейся во времени, вследствие процесса становления поля в Земле, возникают искажения формы регистрируемых кривых. Проведен краткий анализ помехоустойчивости аппаратуры НЧЗ, на основании которого выбрана простая система ее помехозащиты. Исследована зависимость импедансов питающей и приемной линий от удельного сопротивления подстилающих пород, что дало возможность обеспечить согласование излучателей и приемников поля с аппаратурой. Предложена методика непрерывных частотных электромагнитных зондирований и приемы обработки экспериментальных кривых НЧЗ.

Теоретическое рассмотрение перечисленных вопросов и проведенные экспериментальные исследования позволили найти оптимальные решения, обеспечившие получение требуемых параметров аппаратуры, а также экономическую эффективность метода.

Таким образом, монография посвящена вопросам, связанным с разработкой элементов теории аппаратуры и методики непрерывных частотных электромагнитных зондирований геологических структур в различных ее аспектах, а также изучению перспективности методики НЧЗ применительно к задачам разведочной геофизики.

Монография составлена по материалам исследований, выполненных автором в Лаборатории электромагнитных методов исследования строения земной коры Геологического института АН СССР.

Автор пользуется возможностью выразить глубокую благодарность научному руководителю работы академику А.Н. Тихонову и кандидату геолого-минералогических наук Б.С. Эненштейну, руководившему полевыми исследованиями, а также кандидатам физико-математических наук В.Н. Никитиной и О.А. Скугаревской за ценные советы и помощь в работе.

Автор выражает также благодарность соавторам по разработке промышленного образца станции НЧЗ-64 главному инженеру Мытищинского приборостроительного завода А.П. Болтанину, главному конструктору завода Г.М. Иова, инженерам электролаборатории завода В.П. Князеву, Ю.Б. Карманову, В.И. Шугаевой, Э.Л. Трофимову и конструкторам ОКБ МПЗ, принимавшим активное творческое участие в разработке схем и конструкции станции НЧЗ-64, ее усовершенствовании и подготовке к серийному выпуску.

Автор будет признателен за все замечания по монографии, которые просит направлять в Лабораторию электромагнитных методов исследования строения земной коры Геологического института АН СССР.

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ АППАРАТУРЫ ДЛЯ НЕПРЕРЫВНЫХ ЧАСТОТНЫХ ЗОНДИРОВАНИЙ

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО ЗАКОНА И СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПИТАЮЩЕГО ТОКА ВО ВРЕМЕНИ

В методе непрерывных частотных зондирований электромагнитное поле в Земле возбуждается переменным током, частота которого непрерывно изменяется во времени в заданном диапазоне частот по определенному закону. Это означает, что форма кривой тока в питающей линии при непрерывных зондированиях будет отличаться от синусоидальной, причем эти отличия будут возрастать по мере увеличения скорости изменения частоты тока, вследствие чего возникнут ошибки при регистрации кривых.

Остановимся сначала на некоторых общих закономерностях, свойственных переменным токам изменяющейся во времени частоты, а затем перейдем к рассмотрению одного из основных вопросов — выбора оптимального закона изменения (девиации) частоты питающего тока во времени, а также определения таких параметров девиации, как текущая фаза, форма кривой тока, величина нелинейных искажений и др.

Пусть закон изменения круговой частоты питающего тока задан в виде некоторой произвольной функции времени

$$\omega = \omega(t), \quad (1)$$

определенной в интервале $0 < t \leq T$, где T — полное время девиации в диапазоне частот $\omega_0 \leq \omega \leq \Omega$. Здесь $\omega_0 = \omega(0)$ — начальная, а $\Omega = \omega(T)$ — конечная частота тока.

Примем начальную фазу питающего тока в момент $t = 0$ равной нулю и рассмотрим текущую фазу тока в момент времени t по отношению к его фазе при $t = 0$. Обозначим текущую фазу тока функцией $\theta(t)$. Пусть амплитуда тока I_0 поддерживается постоянной во всем рассматриваемом диапазоне частот. Тогда кривая тока, частота которого изменяется во времени, может быть записана в комплексной форме

$$I(t) = I_0 e^{i\theta(t)}, \quad (2)$$

где $I_0 = \text{Const}$.

В дальнейшем текущую фазу тока целесообразно представить в виде

$$\theta(t) = 2\pi n(t). \quad (3)$$

Здесь $n(t)$ — параметр, обозначающий число колебаний (периодов), произошедших с момента начала девиации до момента времени t . Очевидно, что этот параметр будет пробегать за время девиации $0 < t \leq T$ все зна-

чения от нуля до N , где $N = n(t)$ — полное число колебаний за весь цикл непрерывного изменения частоты от ω_0 до Ω .

В процессе изменения частоты функции (1) и (3) всегда взаимно связаны между собой известным интегральным соотношением:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt. \quad (4)$$

Таким образом, из совместного рассмотрения (2) и (4) однозначно определяется мгновенное текущее значение $I(t)$ питающего тока изменяющейся частоты в любой промежуточный момент времени t .

Наиболее просто реализуется на практике способ изменения частоты во времени по линейному закону:

$$f = f_0(1 + at), \quad (5)$$

или

$$\omega = \omega_0 + ct, \quad (5a)$$

где $\omega = 2\pi f$; $c = \omega_0 \cdot a$; f_0 — нижняя граница частотного диапазона; a — константа.

Однако линейный закон изменения частоты тока не единственно возможный. Покажем, что он не является также и оптимальным в случае непрерывных частотных зондирований геологических структур.

Как следует из теории частотных зондирований, в соответствии с законами распространения переменных электромагнитных полей в Земле, наиболее целесообразно производить девиации частоты питающего тока по показательному закону:

$$f = f_0^{(1 + \alpha t)}, \quad (6)$$

или

$$f = f_0 e^{\gamma t}. \quad (6a)$$

Здесь f_0 — нижняя граница частотного диапазона, f — текущая частота, а α и γ — некоторые постоянные параметры, характеризующие скорость девиации.

В случае девиации частоты по этому закону равномерное течение времени будет соответствовать изменению частоты тока в логарифмическом масштабе:

$$\gamma t = \lg f - \lg f_0, \quad (7)$$

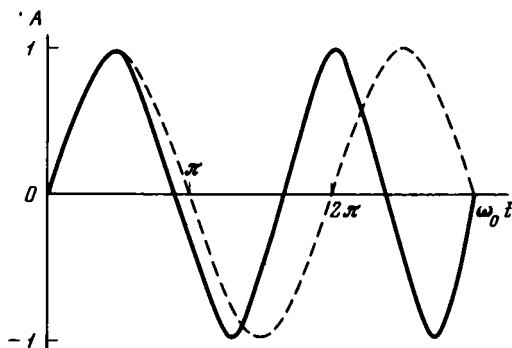
принятом для построения теоретических и экспериментальных кривых частотных зондирований, поскольку он обеспечивает в различных участках частотного диапазона одинаковую детальность разведки по глубине.

При использовании других законов девиации тока, например линейного, регистрируемая непрерывная экспериментальная кривая будет сильно искажена за счет сжатия низкочастотного участка диапазона. Это обстоятельство будет приводить к большим ошибкам при перестроении экспериментальных кривых в логарифмический масштаб, необходимый для их интерпретации.

Другим важным фактором, влияющим на качество регистрации кривых непрерывного частотного зондирования, является скорость девиации частоты питающего тока, так как независимо от закона девиации, вследствие непрерывного изменения частоты тока во времени, форма каждого периода тока не будет строго синусоидальной (рис. 1). Поэтому с ростом скорости девиации будут возрастать нелинейные искажения питающего тока, что приводит к ошибкам при определении амплитуды его первой гармоники.

Рис. 1. Форма кривой питающего тока (сплошная линия)

A — амплитуда тока.
Пунктиром показана синусоидальная кривая



Проведем количественный учет этого вида погрешностей. Для этого рассмотрим зависимость амплитуды первой гармоники питающего тока от скорости изменения его частоты во времени. В целях упрощения анализа рассмотрим сначала линейный закон изменения частоты тока (5). Результаты анализа распространим в дальнейшем и на показательный закон изменения частоты, так как при интересующих нас малых скоростях девиации частоты, — когда в (6) $\gamma \ll 1$, — показательный закон на отдельных малых временных интервалах можно с достаточной степенью приближения заменить линейным

$$\omega = \omega_0 (1 + \gamma t) \quad (8)$$

и при замене в (8) постоянной девиации γ на a получить совпадение с (5).

Запишем уравнение тока с линейно изменяющейся частотой следующим образом:

$$i = I_0 \sin [\omega t + \epsilon^2 (\omega t)^2], \quad (9)$$

где I_0 — амплитудное значение тока синусоидальной формы и частоты ω ,

а $\epsilon^2 = \delta/2\pi$. Коэффициент ϵ^2 характеризует заданное изменение σ частоты ω в течение одного периода $\tau = 2\pi/\omega$ в долях этого периода.

Разложим функцию (9) в ряд Фурье и определим амплитуду первой гармоники тока, пользуясь выражением

$$c_1 = \frac{I_0}{\tau} \int_0^{\tau} \sin [\omega t + \epsilon^2 (\omega t)^2] \cdot e^{-i\omega t} dt. \quad (10)$$

Если принять здесь $c_1 = 1/2(a_1 + ib_1)$, тогда амплитуда первой гармоники

$$I_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}, \quad \text{а ее фаза } \phi = \arctg \frac{a_1}{b_1}.$$

Из соотношения (10), опуская промежуточные вычисления, получим:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{I_0}{2\epsilon\sqrt{\pi}} \left[S\left(2\pi\sqrt{\frac{2}{\pi}}\right) + \cos \frac{1}{\epsilon^2} \cdot \Delta_1 - \sin \frac{1}{\epsilon^2} \cdot \Delta_2 \right]; \\ b_1 &= \frac{I_0}{2\epsilon\sqrt{\pi}} \left[C\left(2\pi\sqrt{\frac{2}{\pi}}\right) - \cos \frac{1}{\epsilon^2} \cdot \Delta_2 - \sin \frac{1}{\epsilon^2} \cdot \Delta_1 \right], \end{aligned} \quad (11)$$

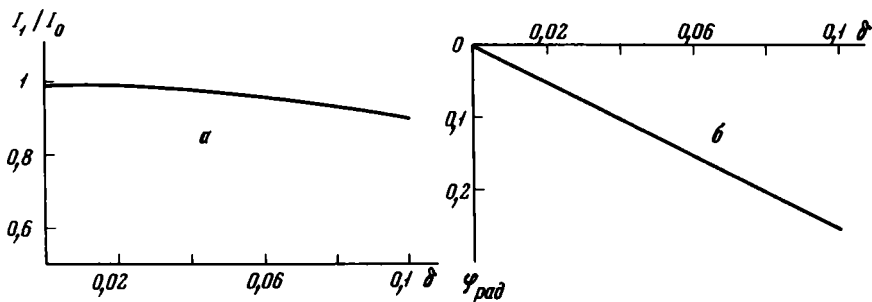


Рис. 2. Графики изменения отношения амплитуды I_1 первой гармонике тока к амплитуде I_0 всего колебания (а) и фазы $\phi_{\text{рад}}$ первой гармонике тока (б) в зависимости от величины нелинейных искажений δ

где $C(x)$ и $S(x)$ - интегралы Френеля;

$$\Delta_1 = S \left[\left(2\pi\epsilon + \frac{1}{\epsilon} \right) \sqrt{\frac{2}{\pi}} \right] - S \left(\frac{1}{\epsilon} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \right);$$

$$\Delta_2 = C \left[\left(2\pi\epsilon + \frac{1}{\epsilon} \right) \sqrt{\frac{2}{\pi}} \right] - C \left(\frac{1}{\epsilon} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \right).$$

На рис. 2,а приведен график зависимости отношения амплитуды первой гармонике тока к амплитуде всего несинусоидального колебания от величины δ . Здесь же представлен график отклонения фазы первой гармонике тока ϕ_1 от начальной фазы всего колебания в зависимости от той же величины δ (рис. 2,б). Из графиков видно, что для обеспечения измерения амплитуды и фазы первой гармонике с погрешностью, не превышающей соответственно 1% и 1° , величина δ должна быть порядка 0,01. Кроме того, из графика следует, что численное значение δ приблизительно равно величине

отношения $\frac{I_0 - I_1}{I_1}$, выражающего собой по существу величину нелинейных искажений питающего тока в долях амплитуды первой гармонике. Поэтому параметр δ будем в дальнейшем условно называть коэффициентом нелинейных искажений питающего тока.

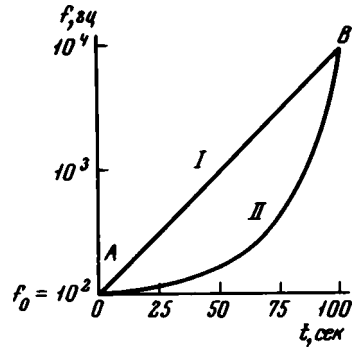
Проведем сопоставление линейного и показательного законов девиации частоты.

Особенность девиации частоты по показательному закону состоит в том, что скорость изменения частоты с течением времени увеличивается. Это приводит к относительноному возрастанию нелинейных искажений питающего тока по сравнению с линейным законом. Однако, как будет показано ниже, к концу девиации абсолютная величина нелинейных искажений (с возрастанием частоты тока) при линейном и показательном законах убывает до такой малой величины, что относительный рост искажений при показательном законе практически может не учитываться.

На рис. 3 приведены графики изменения частоты тока во времени для линейного (кривая I) и показательного (кривая II) законов в одном и том же диапазоне частот; от 100 Гц до 10 кГц. (Этот диапазон частот используется в станции НЧЗ-64). Время девиации условно выберем равным 100 сек. Из графика видно, что в случае показательного закона начальная скорость изменения частоты тока в сторону ее повышения невелика, а затем она резко возрастает и в конце времени девиации будет существенно превышать скорость изменения частоты по сравнению с линейным законом.

Рис.3. График изменения частоты тока во времени t для линейного (кривая I) и показательного (кривая II) законов

f_0 - нижняя граница частотного диапазона; А и В - точки, соответствующие границам частотного диапазона



Для количественной оценки пределов изменения скоростей нарастания частоты в случае показательного закона необходимо найти производные функций (5) и (6) по времени в точках А и В и сравнить полученные значения этих величин. Дифференцируя (5) и (6), получим

$$df/dt = af_0 \quad (12)$$

для линейного закона и

$$df/dt = \gamma f_0 \cdot e^{\gamma t} \quad (13)$$

для показательного закона.

Подставляя в (12) и (13) значения частот, используемых в НЧЗ ($f_0 = 70$ Гц и $F = 10^4$ кГц) и выбирая T равным, например, 200 сек, получим:

$$a = 0,7 ; \quad a/f_0 = 0,01;$$

$$\gamma = 0,025; \quad a = 0,006.$$

Скорость изменения частоты по показательному закону в этом случае в начале девиации согласно (12) и (13) составит величину, равную 0,035 от скорости изменения частоты по линейному закону, а в конце девиации превысит ее в пять раз.

Иследуем далее для обоих законов характер изменения нелинейных искажений питающего тока в процессе девиации. Для этого проведем расчет величины $\delta(t)$, исходя непосредственно из выражений (3) и (4).

В любой произвольный момент времени t имеем: $\theta(t) = 2\pi n(t)$.

Через промежуток времени Δt , равный одному периоду колебаний питающего тока, текущая фаза должна изменяться на 2π :

$$\theta(t + \Delta t) = 2\pi [n(t) + 1].$$

Параметр $\delta(t)$, характеризующий искажение формы кривой питающего тока по сравнению с синусоидальной, определим, выражая величину Δt через период первоначальной частоты $\omega(t)$ в момент времени t :

$$\Delta t = r (1 + \delta), \quad (14)$$

где $r = 2\pi/\omega$.

Здесь δ - тот же самый параметр, величина которого откладывалась по оси абсцисс (см. рис. 2,а,б), причем величина $\delta/2\pi$ характеризует собой непрерывное относительное изменение текущей частоты в течение одного периода (в долях этого периода).

Таким образом, требуется определить истинный период колебания питающего тока Δt из условия изменения фазы тока на 2π : $\theta(t + \Delta t) - \theta(t) = 2\pi$. В случае линейного закона из (4) и (5) имеем:

$$\theta(t) = \omega_0 t + c \frac{t^2}{2}.$$

Следовательно, $\theta(t + \Delta t) - \theta(t) = 2\pi = \frac{c}{2} \Delta t^2 + (\omega_0 + c t) \Delta t$.

Разрешая полученное квадратное уравнение $c/2 \cdot \Delta t^2 + \omega \Delta t - 2\pi = 0$ относительно Δt , находим:

$$\Delta t = -\frac{\omega}{c} (1 \pm \sqrt{1+x}),$$

где $x = \frac{4\pi c}{\omega^2}$.

Пологая $x \ll 1$, разложим слагаемое $\sqrt{1+x}$ в ряд и ограничимся двумя первыми членами разложения. Получим:

$$\Delta t = \frac{2\pi}{\omega} \left(1 + \frac{c\pi}{\omega^2}\right).$$

Сопоставляя этот результат с (14), находим:

$$\Delta t/r = 1 + \delta = \left(1 + \frac{c\pi}{\omega^2}\right).$$

Таким образом, коэффициент нелинейных искажений тока изменяется во времени и связан с текущей частотой соотношением:

$$\delta(t) = \frac{c\pi}{\omega^2} = \frac{f_0 a}{2f^2 \pi}, \quad (15)$$

Для показательного закона получим:

$$\theta(t) = \omega_0 \cdot \int_0^t e^{\gamma t} dt = \frac{\omega_0}{\gamma} (e^{\gamma t} - 1).$$

Следовательно,

$$\theta(t + \Delta t) - \theta(t) = 2\pi = \frac{\omega_0}{\gamma} e^{\gamma(t+\Delta t)} - \frac{\omega_0}{\gamma} e^{\gamma t}.$$

Вынося за скобки общий множитель, имеем:

$$\frac{\omega_0}{\gamma} e^{\gamma t} (e^{\gamma \Delta t} - 1) = 2\pi.$$

Учитывая (6), приходим к следующему показательному уравнению относительно неизвестного Δt :

$$e^{\gamma \Delta t} - 1 = \frac{2\pi\gamma}{\omega},$$

откуда $\Delta t = \frac{1}{\gamma} \ln(1+x),$

где $x = \frac{2\pi\gamma}{\omega}.$

В предположении малой величины нелинейных искажений выполняется условие $x \ll 1$, т.е. $\frac{2\pi\gamma}{\omega} \ll 1$, и, поскольку

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} + \dots,$$

то, сохраняя члены второго порядка малости, получим:

$$\Delta t = \frac{x}{\gamma} \left(1 - \frac{x}{2}\right),$$

или

$$\Delta t = \frac{2\pi}{\omega} \left(1 - \frac{\pi\gamma}{\omega}\right) = \tau (1 - \delta).$$

Таким образом, в случае показательного закона величина δ также изменяется во времени и связана с текущей частотой соотношением

$$\delta(t) = \frac{\pi\gamma}{\omega} = \frac{\gamma}{2f}. \quad (16)$$

В обоих рассмотренных случаях коэффициент нелинейных искажений δ однозначно определяется через параметры девиации a и f_0 , или a, γ и f_0 .

Из (15) и (16) следует, что в ходе изменения частоты тока в сторону ее увеличения, нелинейные искажения уменьшаются, причем в случае показательного закона эти изменения обратно пропорциональны частоте тока, а в случае линейного закона обратно пропорциональны квадрату частоты.

Для рассмотренного выше примера ($f_0 = 70$ Гц, $F = 10$ кГц и $T = 200$ сек) величина $a = 0,7$ и $\gamma = 0,025$. Поэтому при линейном законе девиации величина 2δ изменяется в пределах от $0,01$ до $5 \cdot 10^{-7}$, а при показательном законе — от $3,5 \cdot 10^{-4}$ до $2,5 \cdot 10^{-6}$. Это означает, что в диапазоне частот, используемых в НЧЗ, изменение частоты питающего тока по показательному закону оказывается значительно более выгодным также и с точки зрения уменьшения величины нелинейных искажений по сравнению с линейным законом, особенно на начальном участке девиации. Кроме того, в случае изменения частоты по показательному закону появляется возможность увеличить скорость изменения частоты питающего тока без существенного увеличения нелинейных искажений. Так, например, в том случае, когда величина этих искажений задается равной 1%, скорость девиации по показательному закону может быть увеличена без ущерба более чем в 30 раз по сравнению со скоростью, необходимой для обеспечения той же величины искажений при линейном законе.

Найдем расчетную формулу для определения полного времени девиации. Из (5) и (6) имеем:

$$F = f_0 (1 + a T_{\text{лин}}); \quad (17)$$

$$F = f_0 e^{\gamma T_{\text{пок}}}. \quad (18)$$

Разрешая эти уравнения относительно T , находим искомое время девиации частоты соответственно для линейного и показательного законов:

$$T_{\text{лин}} = \frac{F - f_0}{a f_0}; \quad (19)$$

$$T_{\text{пок}} = \frac{\ln F - \ln f_0}{\gamma} . \quad (20)$$

Определим число периодов (т.е. количество колебаний – частот зондирования) за время девиации. Подставляя в (3) и (4) $t = T$ и используя соотношения (5) и (6), получим $N = \theta(T)/2\pi$ и, следовательно,

$$N_{\text{лин}} = f_0 T \left(1 + \frac{a}{2} T\right) = \frac{F - f_0}{a} \left(1 + \frac{a}{2} T\right); \quad (21)$$

$$N_{\text{пок}} = \frac{f_0}{\gamma} (e^{\gamma T} - 1) = \frac{F - f_0}{\gamma} . \quad (22)$$

В частности, для варианта – $f_0 = 70$ Гц, $T = 200$ сек, $a = 0,7$ и $\gamma = 0,025$ – получим $N_{\text{лин}} = 10^6$ периодов и $N_{\text{пок}} = 4 \cdot 10^5$ периодов. Это означает, что при непрерывных частотных электромагнитных зондированиях геологических структур практически используется сплошной спектр частот.

Таким образом, в результате проведенного выше анализа нами получены расчетные формулы, позволяющие определить максимально допустимую скорость изменения частоты питающего тока во времени по линейному и показательному законам с учетом заданной величины нелинейных искажений тока.

ЗАВИСИМОСТЬ СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПИТАЮЩЕГО ТОКА ОТ ГЕОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СТРОЕНИЯ РАЗРЕЗА

Приемные сигналы, наблюдаемые на поверхности Земли при частотных электромагнитных зондированиях, представляют собой результат сложения электромагнитных волн, возникающих в горизонтально–слоистом полупространстве при протекании в нем переменного тока различной частоты. Это взаимодействие носит интерференционный характер и приводит к появлению на кривых максимумов и минимумов различной амплитуды и ширины. Процессы интерференции обусловлены неодинаковой скоростью распространения волн в слоях различной мощности и проводимости.

Поскольку кривые частотных зондирований выражают зависимость амплитуд и фаз принимаемых сигналов от частоты тока, можно представить различные геоэлектрические структуры в виде эквивалентных четырехполюсников, роль которых выполняет исследуемый объем Земли. Процесс частотных зондирований, в том числе и непрерывных, можно при этом рассматривать как снятие амплитудной и фазовой характеристик с этих четырехполюсников. Основанием для этого служит тот факт, что законы распространения электромагнитных волн в проводящих средах, в данном случае в слоях Земли, описываются уравнениями Максвелла, которые, как известно, линейны и удовлетворяют принципу суперпозиции по всем составляющим векторов \vec{E} и \vec{H} электромагнитного поля.

Поэтому при электромагнитных зондированиях источник сигналов – питающий диполь АВ – соответствует входу, а приемник сигналов – приемный диполь MN или приемная петля S – выходу некоторого эквивалентного четырехполюсника. В целях упрощения анализа этот четырехполюсник может быть с определенной степенью приближения представлен в виде той или иной комбинации полосовых фильтров с распределенными постоянными R и L, а

в отдельных случаях, когда геоэлектрический разрез имеет простое строение, даже в виде линейной системы с сосредоточенными постоянными.

В процессе непрерывных частотных зондирований на эквивалентный четырехполюсник действует ток непрерывно изменяющейся во времени частоты. В этом случае необходимо рассматривать не статическую, а динамическую характеристику четырехполюсника. Если изменение частоты, воздействующей на линейную систему, происходит достаточно быстро, динамическая характеристика системы, как известно, может сильно отличаться от статической. При этом для системы, представляющей собой, например, резонатор, положение максимума динамической характеристики смещается по шкале частот в сторону запаздывания, максимальная амплитуда убывает, кривая становится асимметричной, а полоса пропускания возрастает.

Таким образом, если скорость изменения частоты тока во времени будет чрезмерно велика, то форма регистрируемых кривых непрерывного зондирования будет искажена, особенно в областях максимумов и минимумов. Эти искажения могут стать недопустимо большими. Поэтому возникает вопрос об определении пределов допустимой скорости изменения частоты тока при непрерывных зондированиях в зависимости от строения геоэлектрического разреза, который необходимо исследовать.

В дальнейшем при анализе будем пользоваться некоторыми основными понятиями и теоремами теории линейных цепей.

Как известно, импульсной функцией четырехполюсника называется функция $g(t)$, соответствующая сигналу, получаемому на его выходе $I_2(t) = g(t)$ в результате воздействия на его вход единичного импульса $I_1(t) = \delta(t)$. Здесь $\delta(t)$ — дельта-функция:

$$\delta(t) = \infty \text{ при } t = 0;$$

$$\delta(t) = 0 \text{ при } t \neq 0;$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1.$$

С помощью импульсной функции определяется переходная функция четырехполюсника

$$h(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau,$$

соответствующая сигналу на выходе при воздействии на вход единичного включения постоянного тока:

$$I_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases}$$

При этом сигнал на выходе $I_2(t)$ описывается функцией $h(t)$.

В общем случае произвольного воздействия на вход четырехполюсника, описываемого некоторой функцией $I_1(t)$, сигнал на выходе определяется с помощью $h(t)$ и $g(t)$ посредством интеграла Дюамеля:

$$I_2(t) = I_1(0)h(t) + \int_0^t g(\tau)I_1(t-\tau) d\tau.$$

В частности, в случае воздействия на вход четырехполюсника синусоидального сигнала заданной частоты и постоянной амплитуды I_0 :

$$I_1(t) = I_0 e^{-i\omega t}.$$

Коэффициент передачи четырехполосника определяется выражением:

$$k(\omega) = \frac{I_2(t)_{-\infty}^{\infty}}{I_1(t)_{-\infty}^{\infty}} \int g(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (23)$$

Между спектральными характеристиками сигналов на входе четырехполосника

$$F_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} I_1(t) e^{-i\omega t} dt$$

и на его выходе

$$F_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} I_2(t) e^{-i\omega t} dt$$

существует известная связь:

$$F_2(\omega) = k(\omega) F_1(\omega),$$

где $k(\omega)$ — коэффициент передачи четырехполосника.

Отметим, что коэффициент передачи $k(\omega)$ графически отображается соответствующей кривой частотного зондирования

$$k(\omega) = \rho_k(\omega) e^{i\phi(\omega)},$$

где $\rho_k(\omega) = \rho_\omega$ — амплитудная и $\phi(\omega) = \phi_\omega$ — фазовая кривые ЧЗ. Под переходной функцией $h(t)$ следует понимать кривую становления электромагнитного поля:

$$h(t) = \rho_k(t),$$

где $\rho_k(t) = \rho_\tau$ — кривая становления.

Проведем исследование динамической частотной характеристики линейной системы (геоэлектрического разреза), полагая, что воздействующий на нее ток имеет частоту, изменяющуюся во времени по показательному закону

$$f = f_0^{(1+at)}. \quad (23a)$$

В целях упрощения анализа будем считать, что кривые зондирования в области максимумов и минимумов близки по строению к частотной характеристике резонатора. Поэтому в ходе дальнейшего анализа используем приемы, применяемые для расчета динамической характеристики резонатора при воздействии на него частоты, изменяющейся во времени по линейному закону (Турбович, 1954, 1957). В отличие от случая, рассмотренного И.Г.Турбовичем (1954), частота питающего тока при НЧЗ изменяется во времени по показательному закону (Иванов, Никитина, 1968):

$$\omega(t) = \omega_0 e^{\gamma t}, \quad (24)$$

где $\gamma = a \ln f_0$.

Представим зависимость силы питающего тока на входе четырехполосника от времени в комплексной форме:

$$I_1(t) = I_0 e^{i\theta(t)}, \quad (25)$$

где $\theta(t)$ — текущая фаза.

Подставляя (24) в (4), находим:

$$\theta(t) = \omega_0 \int_0^t e^{\gamma t} dt = \frac{\omega_0}{\gamma} (e^{\gamma t} - 1). \quad (25a)$$

Выходной ток представим интегралом Дюамеля, в котором первое слагаемое выпадает вследствие того, что $I_1(t) \Big|_{t=0} = 0$.

$$I_2(t) = \int_0^t g(\tau) I_1(t-\tau) d\tau. \quad (26)$$

Здесь $g(\tau)$ — импульсная функция.

Подставляя (25) в (26), находим:

$$I_2(t) = I_0 \int_0^t g(\tau) e^{i\theta(t-\tau)} d\tau.$$

Выделяя сомножитель

$$I_0 e^{i\theta(t)} = I_1(t),$$

получим:

$$I_2(t) = I_1(t) \int_0^t g(\tau) e^{-i\psi(\tau)} d\tau, \quad (27)$$

где $\psi(\tau) = \theta(t) - \theta(t-\tau)$.

Определим динамический коэффициент передачи k_d рассматриваемой системы аналогично (23):

$$k_d = \frac{I_2(t)}{I_1(t)} = \int_0^t g(\tau) e^{-i\psi(\tau)} d\tau. \quad (28)$$

Показатель экспоненты $\psi(\tau)$ в подынтегральном выражении (28) упрощается с помощью (24) и (25a):

$$\psi(\tau) = \frac{\omega_0}{\gamma} (e^{\gamma t} - 1) - \frac{\omega_0}{\gamma} (e^{\gamma(t-\tau)} - 1) = \frac{\omega_0}{\gamma} e^{\gamma t} (1 - e^{-\gamma \tau}),$$

или

$$\psi(\tau) = \omega(t) \left[\frac{1 - e^{-\gamma \tau}}{\gamma} \right].$$

Проведем далее некоторые преобразования выражения (28). Прежде всего, воспользуемся свойствами импульсной функции $g(\tau)$. Поскольку $g(\tau)$ — функция, чрезвычайно быстро затухающая, то оказывается возможным без особых погрешностей заменить в (28) верхний предел интегрирования t на бесконечность:

$$k_d = \int_0^{\infty} g(\tau) e^{-i\psi(\tau)} d\tau. \quad (29)$$

При переходе к статическому режиму, т.е. при $\gamma \rightarrow 0$, имеем в пределе:

$$\lim_{\gamma \rightarrow 0} \left(\frac{1 - e^{-\gamma \tau}}{\gamma} \right) = \tau$$

и, следовательно, из (29) получаем следующее выражение для статического коэффициента передачи:

$$k(\omega) = \int_0^{\infty} g(\tau) e^{-i\omega \tau} d\tau. \quad (30)$$

В несобственном интеграле (29) импульсная функция $g(\tau)$ с ростом τ быстро затухает. Значит, можно считать выполненным условие: $\gamma \tau \ll 1$.

Воспользуемся тем, что при малых x выполняется $e^{-x} = 1 - x + \frac{x^2}{2} - \frac{x^3}{3} + \dots$.

$$\text{Имеем: } \frac{1 - e^{-\gamma \tau}}{\gamma} = \tau - \gamma \frac{\tau^2}{2} + \gamma^2 \frac{\tau^3}{3} - \dots$$

Следовательно, можно переписать (29) следующим образом:

$$k_{\text{д}} = \int_0^{\infty} g(\tau) e^{-i\omega \tau} \exp \left[i\omega \gamma \frac{\tau^2}{2} \left(1 - \frac{\gamma \tau}{3} + \dots \right) \right] d\tau. \quad (31)$$

Рассмотрим разность между динамическим (31) и статическим (30) коэффициентами передачи:

$$\Delta k = k_{\text{д}} - k = \int_0^{\infty} g(\tau) e^{-i\omega \tau} \left\{ \exp \left[i\omega \gamma \frac{\tau^2}{2} \left(1 - \frac{\gamma \tau}{3} + \dots \right) \right] - 1 \right\} d\tau. \quad (32)$$

Нас интересует случай, когда динамическая характеристика незначительно отличается от статической, ибо только в этом случае будет возможна интерпретация экспериментальных кривых НЧЗ с помощью альбома теоретических палеток, рассчитанных для статического режима.

Полагая в (32) аргумент $\gamma \tau^2$ малым для всех значений τ , для которых убывающая функция $g(\tau)$ имеет еще заметную величину, разложим

$$\exp \left[i\omega \gamma \frac{\tau^2}{2} \left(1 - \frac{\gamma \tau}{3} + \dots \right) \right] - 1$$

в степенной ряд по τ^n и ограничимся на первом этапе анализа лишь первыми членами разложения.

$$\Delta k \approx \int_0^{\infty} g(\tau) e^{-i\omega \tau} \left(\frac{i\omega \gamma}{2} \tau^2 - \frac{i\omega \gamma^2}{6} \tau^3 - \frac{\omega^2 \gamma^2}{8} \tau^4 + \dots \right) d\tau. \quad (33)$$

Появление множителей τ^n под интегралом можно представить как результат n -кратного дифференцирования интеграла (30) по параметру ω .

$$\Delta k \approx -\frac{i\omega \gamma}{2} \frac{d^2 k}{d\omega^2} - \frac{\omega \gamma^2}{6} \frac{d^3 k}{d\omega^3} - \frac{\gamma^2 \omega^2}{8} \frac{d^4 k}{d\omega^4} + \dots \quad (34)$$

В результате мы получаем следующее дифференциальное выражение четвертого порядка для динамического коэффициента передачи:

$$k_{д} \approx k + \frac{i \omega \gamma}{2} k'' - \frac{\omega \gamma^2}{6} k''' - \frac{\omega^2 \gamma^2}{8} k^{IV} . \quad (35)$$

Здесь k – статический коэффициент передачи: $k(\omega) = A + iB$ и $A^2 + B^2 = |k|^2 = C$ – квадрат модуля статического коэффициента.

Рассмотрим соответствующую величину для динамического коэффициента передачи: $C_{д} = A_{д}^2 + B_{д}^2$. Вследствие (35), уравнение для квадрата модуля динамического коэффициента передачи принимает вид:

$$C_{д} = |k_{д}|^2 = c + \omega \gamma [AB'' + BA''] + \frac{\omega^2 \gamma^2}{4} [A''^2 + B''^2 - \frac{4}{3\omega} (AA''' + BB''')] - (AA^{IV} + BB^{IV}) . \quad (36)$$

Приближенные уравнения (35) и (36) имеют общий характер и выписаны с точностью порядка γ^2 .

В дальнейшем в качестве функций k и C рассмотрим характеристику линейной системы типа резонатора, с которой можно приближенно сравнить частотную характеристику – кривые зондирования $\rho_k(\omega)$ – в области экстремумов.

Для схемы резонатора, выполненного, например, в виде последовательного колебательного контура, статический коэффициент передачи имеет вид:

$$k(\omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + id \frac{\omega}{\omega_0}} ,$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $d = \frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q}$, L и C – индуктивность и емкость, а Q – добротность резонатора.

С точностью до постоянного множителя iQ в области $\omega \approx \omega_0$ можно принять:

$$k(x) = \frac{1}{1 + ix} ; \quad A = \frac{1}{1 + x^2} ; \quad B = -\frac{x}{1 + x^2} , \quad (37)$$

где $x = 2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$. (38)

Перепишем уравнение (36) в новых переменных x . Учитывая, что $\frac{d x}{d \omega} = \frac{2Q}{\omega_0}$, получим:

$$C_{д} = C + \frac{4\omega \gamma Q^2}{\omega_0^2} [AB'' + A''B] + \frac{4\omega^2 \gamma^2 Q^4}{\omega_0^4} [A''^2 + B''^2 - (AA^{IV} + BB^{IV})] + \frac{2\omega_0}{3\omega Q} (AA''' + BB''') . \quad (39)$$

Определим положение точки максимума (резонанса) частотной характеристики в динамическом режиме и сравним с положением той же точки

в статическом режиме. Для этого достаточно рассмотреть лишь амплитудные частотные характеристики C и C_g , связанные между собой уравнением (39).

Условием резонанса в статическом режиме является $C'(x) = 0$. Решая это уравнение, находим точку экстремума при $x = 0$. В этой точке статический коэффициент $k(x)$ и квадрат его модуля $C(x)$ принимают максимальное значение, равное единице.

Найдем точку резонанса при динамическом режиме. Положение этой точки обозначим через $x = s$. Будем считать, что s достаточно мало, и разложим далее условие экстремума

$$C'_{д}(x) \Big|_{x=s} = 0$$

в ряд Маклорена по s , сохраняя лишь члены первого порядка малости и учитывая, что для производных любых функций $g(s)$ и $f(x)$, таких, что $g(s) = f'_x(x) \Big|_{x=s}$, справедливо равенство $g^{(n)}(s) \Big|_{s=0} = f^{(n+1)}(x) \Big|_{x=0}$.

Тогда получим

$$C'_{д}(s) = C'_{д}(0) + s C''_{д}(0) = 0. \quad (40)$$

Используя уравнение (39), рассчитаем величины $C'_{дх}(0)$ и $C''_{дх}(0)$ с точностью до членов первого порядка малости относительно γ :

$$C'_{д}(0) = C'(0) + \frac{4\gamma\omega Q^2}{\omega_0^2} \frac{d}{dx} (AB'' - A''B) \Big|_{x=0}; \quad (41)$$

$$C''_{д}(0) = C''(0) + \frac{4\gamma\omega Q^2}{\omega_0^2} \frac{d^2}{dx^2} (AB'' - A''B) \Big|_{x=0}. \quad (42)$$

Вычисляя все производные функции (37) при $x = 0$, получим значения, приведенные в табл. 1. Подставляя их в (41) и (42), имеем:

$$C'_{д}(0) = \frac{16\omega\gamma Q^2}{\omega_0^2}; \quad C''_{д}(0) = -2. \quad (43)$$

Таблица 1

Значения A, B и C и их производных по x при $x = 0$

| Функция | Значение функции | $\frac{d}{dx} \Big _{x=0}$ | $\frac{d^2}{dx^2} \Big _{x=0}$ | $\frac{d^3}{dx^3} \Big _{x=0}$ | $\frac{d^4}{dx^4} \Big _{x=0}$ |
|---------|------------------|----------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|
| A | 1 | 0 | -2 | 0 | 24 |
| B | 0 | -1 | 0 | 6 | 0 |
| C | 1 | 0 | -2 | | |

Решая уравнение (40) относительно s с учетом (43), получим

$$s = \frac{8\omega\gamma Q^2}{\omega_0^2} \quad (44)$$

формулируем далее следующее техническое требование:

$$\frac{\omega_S - \omega_0}{\omega_0} = \frac{p\%}{100} \quad .$$

Учитывая связь (38), найдем максимально допустимые значения для s в зависимости от p :

$$s = x(\omega_S) = \frac{2Qp}{100} \quad (45)$$

Совместное рассмотрение (44) и (45) дает следующую расчетную формулу для определения параметра девиации γ , характеризующего скорость изменения частоты по показательному закону при непрерывных частотных зондированиях:

$$\gamma \Big|_{\omega_0 = \omega} = \frac{\pi f_0 p}{200 Q} \quad (46)$$

Здесь Q — эквивалентная добротность систем (четырёхполюсников), частотная характеристика которых совпадает с частотной характеристикой геоэлектрического разреза в области экстремумов кривой зондирования $\rho_k(\omega)$. При этом резонансная частота $f_p = f_0$ соответствует частотам f_{\min} или f_{\max} на кривых $\rho_\omega = \rho_k(\omega)$, Δf — ширина полосы частот в области экстремумов на уровне $0,7\rho_{\max}$ или $1,4\rho_{\min}$. Значение ω_0 в (46) равняется $2\pi f_p$.

Из $Q = \omega_0' / \Lambda\omega$ и (46) имеем

$$\gamma = \frac{\pi}{2} \cdot 10^{-2} p \Delta f \quad (47)$$

Рассчитаем допустимую скорость девиации частоты питающего тока при непрерывных зондированиях наиболее типичных геоэлектрических структур. При расчете зададимся точностью регистрации кривых зондирования в любом участке диапазона частот от 70 Гц до 10 кГц не хуже, например, $p = 1\%$. Для этого определим ширину полосы пропускания Δf в экстремальных участках теоретических кривых частотных зондирования, имеющих квазирезонансный характер, в зависимости от типа геоэлектрического разреза.

Простейшая двуслойная кривая типа $\rho_2 < \rho_1$ имеет лишь один экстремум в области малых значений λ_1/h_1 (λ_1 — длина волны в первом слое, а h_1 — его мощность), причем полоса частот, заключенная в области экстремума, достаточно широка. Кривые этого типа мало изменяются для различных значений r/h_1 (r — величина разнороса), поэтому ширина полосы частот в области экстремума практически остается постоянной.

Двуслойные кривые типа $\rho_2 > \rho_1$ отличаются бóльшим разнообразием строения, однако ширина полосы частот в области их минимума стремится к некоторому пределу, который можно рассматривать как расчетную величину для всех кривых этого типа.

Многослойные кривые имеют несколько экстремальных точек. В этом случае достаточно определить минимальное значение ширины полосы в од-

Таблица 2

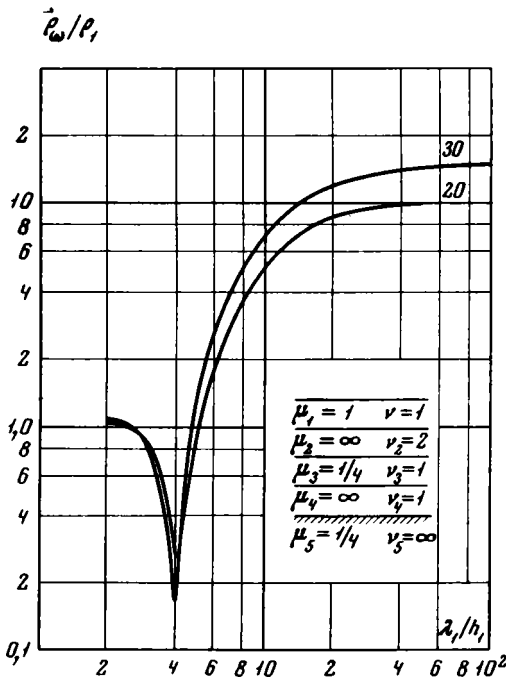
Значения ширины полосы частот (в герцах) в экстремальных точках кривых непрерывного частотного зондирования

| Тип кривой | Диапазоны частот | | |
|------------------------------|------------------|--------------|--------------|
| | 10 кГц-2 кГц | 2 кГц-400 Гц | 400 Гц-70 Гц |
| Двуслойная $\rho_2 < \rho_1$ | 2000 | 500 | 200 |
| Двуслойная $\rho_2 = \infty$ | 500 | 100 | 50 |
| Трехслойная II | 1000 | 200 | 30 |
| Трехслойная A | 500 | 100 | 20 |
| Многослойные | 300 | 50 | 10 |

ной из точек. На рис. 4 в качестве примера приведена одна из многослойных кривых частотного зондирования, имеющая узкую полосу частот в области минимума и соответствующая геоэлектрическому разрезу следующего строения:

$$\begin{aligned} \mu_1 = 1; \quad \mu_2 = \infty; \quad \mu_3 = 1/4; \quad \mu_4 = \infty; \quad \mu_5 = 1/4; \\ \nu_1 = 1; \quad \nu_2 = 2; \quad \nu_3 = 1; \quad \nu_4 = 1; \quad \nu_5 = \infty; \end{aligned}$$

где $\mu_i = \rho_i / \rho_1$ и $\nu_i = h_i / h_1$, а h_i и ρ_i - соответственно мощность в метрах и удельное сопротивление в ом-метрах i -го слоя разреза. По оси абсцисс на рис. 4 отложены значения λ_1 / h_1 , где $\lambda_1 = \sqrt{\frac{10^7 \rho_1}{f}}$ - длина волны в пер-



вом слое (в метрах), а f - частота (в герцах). Кривые рассчитаны для значений r/h_1 , равных 20 и 30. Приближенные значения минимальной ширины полосы частот в областях экстремумов для кривых частотных зондирований различных типов, определенные на основании исследования альбомов теоретических кривых, приведены в табл. 2.

Таким образом, минимальная ширина полосы частот в области минимума кривых частотных зондирований оценивается величиной, равной приблизительно 10 герц. Подставляя в (47) значения $\rho = 1\%$ и $\Delta f = 10$ Гц, получим значение $\gamma = 0,157$.

Рис. 4. Теоретическая многослойная кривая частотного зондирования

Пояснения см. в тексте

Следовательно, время девиации частоты тока в диапазоне частот $f_0 = 70$ Гц до $F = 10$ кГц должно быть выбрано равным не менее 32 сек. При окончательном выборе времени девиации частоты тока необходимо учитывать не только данные, полученные в результате проведенного выше анализа, но также и время установления регистрирующего устройства измерительной аппаратуры, ширина полосы пропускания которого может быть существенно менее 10 Гц.

РАСЧЕТ ИМПЕДАНСОВ ПИТАЮЩЕЙ И ПРИЕМНОЙ ЦЕПЕЙ

Выше мы рассмотрели ряд вопросов, связанных с выбором закона изменения частоты питающего тока во времени и определили допустимую скорость этого изменения. Остановимся на вопросах согласования генератора тока с нагрузкой – заземленным питающим диполем (линия АВ).

Для возбуждения в Земле электромагнитного поля при непрерывных частотных зондированиях используется генератор переменного тока, питающий заземленный электрический или незаземленный магнитный диполи.

Электрический диполь представляет собой отрезок прямолинейного изолированного провода требуемой длины, заземленный на концах. Генератор переменного тока включается в разрыв провода. Магнитный диполь выполняется в виде витка незаземленного изолированного провода, а генератор тока подключается к его концам.

При проведении геофизических исследований, связанных с применением электрического или магнитного диполей, их входное сопротивление нельзя рассматривать как чисто активное и равное сумме омического сопротивления провода и переходного сопротивления электродов-заземлителей, поскольку в диапазоне звуковых частот, используемых при непрерывных зондированиях, индуктивная составляющая входного сопротивления диполей на частотах выше единиц килогерц имеет величину, которой нельзя пренебрегать при расчетах. Знание зависимости входного сопротивления диполей от частоты необходимо главным образом для обеспечения согласования выхода генератора переменного тока с нагрузкой в широком диапазоне частот. В связи с этим возникает необходимость в исследовании зависимости входного сопротивления заземленного электрического диполя от частоты питающего тока с учетом проводимости подстилающей их среды (Земли).

Эквивалентная схема диполя на достаточно низких частотах может быть представлена в виде последовательно включенных активного сопротивления R и индуктивности L . Для электрического диполя величина R равна сумме активного сопротивления провода и переходного сопротивления электродов-заземлителей, для магнитного диполя – величине активного сопротивления провода.

Как известно, величина индуктивности прямого проводника (в генри) длины l см и диаметром d см выражается следующей приближенной зависимостью:

$$L = 2 \cdot 10^{-9} (\ln \frac{4l}{d} - 0,75) l. \quad (48)$$

Индуктивность квадратного витка (в генри) определяется формулой:

$$L = 8 \cdot 10^{-9} (\ln \frac{2s}{d} + \frac{d}{2s}) s, \quad (49)$$

где s – длина стороны квадрата (в см), d – диаметр провода (в см).

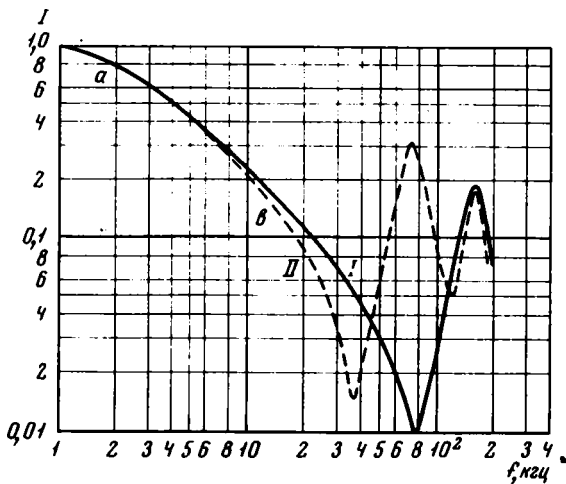


Рис. 5. Экспериментальная кривая зависимости силы тока I в заземленном электрическом диполе от частоты тока f

Пояснения см. в тексте

Входное сопротивление диполей на низких и средних частотах звукового диапазона может быть определено с достаточной для практики точностью по формуле

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}, \quad (50)$$

где L определяется из (48.) или (49).

На рис. 5 в качестве примера приведена экспериментальная кривая зависимости входного сопротивления заземленного электрического диполя длиной 640 м, снятая в диапазоне частот от 100 Гц до 200 кГц. Кривая I была получена, когда генератор переменного тока был включен в разрыв, сделанный в середине провода, кривая II — когда генератор был включен на одном из концов диполя. На графике по оси абсцисс отложены в логарифмическом масштабе значения частоты тока (в килогерцах), а по оси ординат в том же масштабе — значения силы тока в диполе, выраженные в долях единицы, за которую принята величина E/R (E — напряжение на концах диполя).

Как видно из графика (рис. 5), на частотах от 1 кГц до 7–8 кГц величина тока в диполе убывает с ростом частоты в соответствии с (50). На более высоких частотах (8 кГц–100 кГц) частотная характеристика заземленного электрического диполя совпадает с частотной характеристикой симметричной полуволновой или несимметричной четвертьволновой антенны. Граница раздела Земля — воздух, на которой располагается антенна, обуславливает значительное смещение ее собственной резонансной частоты f_p , по сравнению с таковой в воздухе f_0 в сторону более низких частот на величину, зависящую от проводимости подстилающих пород или их диэлектрической проницаемости. В рассматриваемом примере величина f_0 равна 235 кГц для полуволновой антенны (кривая I на рис. 5) и 117 кГц для четвертьволновой антенны (кривая II на рис. 5). Частоты резонанса заземленного диполя, определенные по кривой (рис. 5), будут соответственно равны 165 кГц ($f_0/f_p = 1,42$) и 75 кГц ($f_0/f_p = 1,56$). Поэтому при частотных зондированиях длина питающей линии АВ должна быть ограничена значениями, при которых на высшей частоте рабочего диапазона еще не проявляются ее резонансные свойства (участок $a-b$ кривой на рис. 5).

Однако входное сопротивление заземленного электрического (или магнитного) диполя, определяемое по (50), зависит не только от его геометрических размеров, но также и от проводимости подстилающих его пород (Зернятко, Четаев, 1959; Иванов и др., 1964).

Покажем, что проводящая среда, окружающая проводник, по которому течет переменный ток, приводит к индукционным потерям, восполняемым путем отбора дополнительной активной и реактивной мощностей от источника, что эквивалентно кажущемуся изменению комплексного входного сопротивления диполя. Для расчета примем некоторую идеализацию и будем считать провод бесконечно тонким и идеально проводящим, но, как будет показано ниже, эта идеализация не оказывает влияния на конечные результаты расчета.

Пусть в бесконечно тонком, идеально проводящем и заземленном на концах изолированном проводнике длины L , помещенном в безграничную среду с проводимостью σ ($\text{М}^{-1} \cdot \text{М}^{-1}$), протекает переменный ток силы I_0 и частоты ω :

$$I = I_0 \cdot e^{i\omega t} \quad (51)$$

Будем считать, что при достаточно низкой частоте фазовые сдвиги питающего тока вдоль длины диполя отсутствуют, а токи смещения в окружающей среде пренебрежимо малы по сравнению с токами проводимости ($\omega \epsilon \ll \sigma$, где ϵ — диэлектрическая проницаемость среды).

Совместим начало декартовой системы координат с элементарным электрическим диполем dl , имеющим момент $p = I_0 dl$ и направим ось X вдоль оси диполя. Электромагнитное поле, возбуждаемое таким диполем в однородном пространстве с проводимостью σ , определяется выражениями

$$\begin{aligned} 4\pi\sigma E &= \text{grad div } A - k^2 A; & 4\pi H &= \text{rot } A; \\ k^2 &= -i\omega\mu\sigma; & \text{Re } k &> 0; \end{aligned} \quad (52)$$

$$A_x = p \frac{e^{-kr}}{r}; \quad A_y = 0; \quad A_z = 0; \quad r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}.$$

Выберем далее на заземленном электрическом диполе L участок длины dl , расположенный на расстоянии l от одного из его концов $0 < l < L$ (рис. 6). С помощью (52) определим компоненту E_x электрического поля, возбуждаемого этим диполем с моментом $p = I_0 dl$, которая при $y = 0, z = 0$ и $r = |x|$ имеет вид

$$E_x \Big|_{r=|x|} = \frac{p}{2\pi\sigma} \frac{e^{-k|x|}}{|x|^3} (1 + k|x|). \quad (53)$$

Вынесем заземленный электрический диполь длины L на поверхность проводящего полупространства. Для случая, когда элементарный диполь расположен в начале координат в направлении оси X и плоскость $z = 0$ является границей раздела проводника и изолятора, электромагнитное поле на основании формул В.А. Фока (Фок, Бурсиан, 1926) определяется также выражениями (52), где

$$\begin{aligned} A_x &= p \Pi(\rho, z); \quad A_y = 0; \quad A_z = p \frac{\partial F(\rho, z)}{\partial x}; \\ \text{div } A &= p \frac{\partial \Phi(\rho, z)}{\partial x}. \end{aligned} \quad (54)$$

При этом функции Π, F и Φ связаны между собой соотношением:

$$\Pi = \Phi - \frac{\partial F}{\partial z}$$

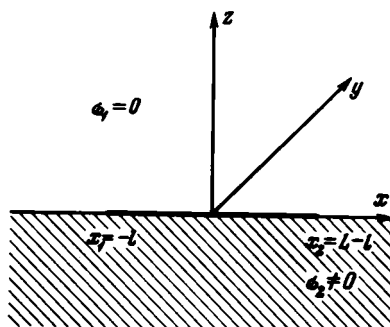
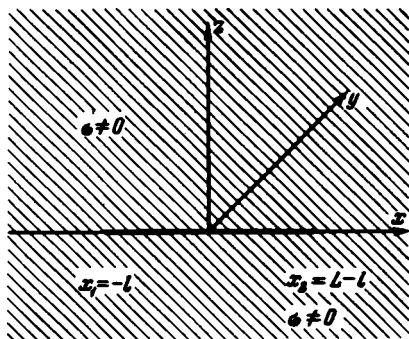


Рис. 6. Заземленный электрический диполь, помещенный в проводящее пространство ($\sigma \neq 0$)

Пояснения см. в тексте

Рис. 7. Заземленный электрический диполь, помещенный в проводящее полупространство ($\sigma_1 = 0$; $\sigma_2 \neq 0$)

Пояснения см. в тексте

и на поверхности $z = 0$ имеют вид:

$$\begin{aligned} \Pi(\rho, z) \Big|_{z=0} &= \frac{2}{k^2 \rho^3} [1 - e^{-k\rho} (1 + k\rho)], \\ \Phi(\rho, z) \Big|_{z=0} &= \frac{2}{\rho}, \quad \rho = \sqrt{x^2 + y^2}. \end{aligned} \quad (55)$$

Выберем, как и в предыдущем случае, участок длиной dl , находящийся в произвольной точке рассматриваемого заземленного электрического диполя длины L на расстоянии l от его конца (рис. 7). Рассчитывая при помощи (54) и (55) величину компоненты E_x электрического поля диполя $I_0 dl$ в плоскости $z = 0$ и полагая затем на оси диполя $y = 0$ и $\rho = |x|$, получим:

$$E_x \Big|_{\rho=|x|} = \frac{p}{2\pi\sigma} \frac{1}{|x|^3} [1 + (1 + e^{-k|x|} k|x|)]. \quad (56)$$

Определим далее величину электродвижущей силы dE , наводимой между концами диполя длины L диполем $I_0 dl$, находящимся в произвольной точке диполя L в соответствии с рисунками 6 и 7. Для этого проведем интегрирование выражений (53) и (56) по x в пределах от $-l$ до $L-l$:

$$dE = \int_{-l}^{L-l} E(|x|) dx. \quad (57)$$

Интегрирование (57) удобно провести после предварительного разложения множителя $e^{-k|x|}$ в выражениях (53) и (56) в ряд по степеням $k|x|$. Представляя в (53) $e^{-k|x|}$ в виде ряда, получим:

$$E_x(|x|) = \frac{p}{2\pi\sigma|x|^3} - \frac{pk^2}{4\pi\sigma|x|} + \frac{pk^3}{2\pi\sigma} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (n+2)}{(n+3)!} (k|x|)^n. \quad (58)$$

Аналогично для выражения (56) получим:

$$E_x(|x|) = \frac{\rho}{\pi\sigma|x|^3} - \frac{\rho k^2}{4\pi\sigma|x|} + \frac{\rho k^3}{2\pi\sigma} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{n+2}{(n+3)!} (k|x|)^n. \quad (58a)$$

В выражении (58) первый член $\frac{\rho}{2\pi\sigma|x|^3}$ не зависит от частоты и после интегрирования будет определять собой активное сопротивление бесконечно тонкого провода постоянному току. Вторым член $\frac{i\omega\mu\rho}{4\pi|x|}$ после интегрирования будет определять не зависящее от проводимости окружающей среды собственное индуктивное сопротивление того же проводника переменному току в воздухе. Поскольку ни активное, ни индуктивное сопротивления проводника нельзя вычислить, пренебрегая площадью его сечения, то интегралы от первых двух членов разложения (58), естественно, являются расходящимися. Напротив, интеграл от ряда

$$\frac{\rho k^3}{2\pi\sigma} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{n+2}{(n+3)!} (k|x|)^n$$

является конечным и определяет интересующую нас добавочную электродвижущую силу dE , наводимую на концах диполя длины L элементарным диполем $p=I_0 dl$ в зависимости от частоты тока и проводимости окружающей среды.

Сравнение выражений (58) и (58a) показывает, что они отличаются друг от друга только в части, соответствующей выражению активного сопротивления бесконечно тонкого провода постоянному току, и совпадают в интересующей нас ограниченной части, определяющей добавочную электродвижущую силу, обусловленную влиянием проводимости среды.

Этот кажущийся на первый взгляд парадокс можно объяснить следующим образом. При протекании тока I_0 в заземленном электрическом диполе, помещенном в безграничную проводящую среду, в окружающем пространстве возникает электромагнитное поле и устанавливается определенная плотность тока. При переходе от пространства к полупространству с той же удельной проводимостью (при неизменной величине тока I_0) плотность тока в среде увеличивается вдвое. При этом, вследствие симметрии поля относительно плоскости $z=0$, структура поля останется неизменной. Поэтому естественно ожидать, что при одинаковой силе питающего тока I_0 электродвижущие силы, наведенные на провод, будут одинаковыми для токов, протекающих в пространстве и полупространстве.

Таким образом, для определения величины добавочной электродвижущей силы в обоих случаях достаточно провести только интегрирование одного и того же ряда, содержащегося в выражениях (58) и (58a):

$$dE = \frac{\rho k^3}{2\pi\sigma} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{n+2}{(n+3)!} k^n \int_{-l}^{L-l} |x|^n dx.$$

Подставляя сюда

$$\int_{-l}^{L-l} |x|^n dx = \frac{1}{n+1} [l^{n+1} + (L-l)^{n+1}],$$

получим:

$$dE = \frac{\rho k^3}{2\pi\sigma} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(n+2)k^n}{(n+1)(n+3)!} [l^{n+1} + (L-l)^{n+1}]. \quad (59)$$

Полная величина добавочной электродвижущей силы E , наведенной на концах диполя длины L всеми элементарными диполями, расположенными по его длине, определяется интегрированием выражения (59) по l в пределах от нуля до L .

$$\text{Поскольку} \quad \int_0^L [l^{n+1} + (L-l)^{n+1}] dl = \frac{2}{n+2} L^{n+2},$$

$$\text{то} \quad E = \frac{I_0}{\pi\sigma L} (kL)^3 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(kL)^n}{(n+1)(n+3)!}, \quad (60)$$

$$\text{где} \quad k = \alpha \frac{1-i}{\sqrt{2}}; \quad \alpha = \sqrt{\omega\mu\sigma}; \quad \mu = 4\pi \cdot 10^{-7}.$$

С физической точки зрения, возникновение на концах проводника добавочной электродвижущей силы эквивалентно изменению его сопротивлений за счет внесения в цепь добавочного комплексного сопротивления $\Delta z = \Delta R + i\Delta x$, где ΔR — добавочное активное, а Δx — добавочное реактивное сопротивление.

Действительно, проводящая среда, окружающая проводник, по которому протекает переменный ток, приводит к индукционным потерям, восполняемым путем дополнительного отбора активной и реактивной мощностей от источника тока. При этом знак добавочного сопротивления ΔZ определяется условиями поставленной задачи; в том случае, когда в диполе должно обеспечиваться постоянство силы тока I_0 , добавочное увеличение мощности в диполе $W = I_0^2 (Z + \Delta Z)$ происходит за счет увеличения сопротивления нагрузки, и знак ΔZ будет положительным. Напротив, при выполнении требования сохранения неизменным напряжения E_0 источника тока увеличение мощности происходит за счет уменьшения сопротивления нагрузки, и знак ΔZ будет отрицательным. (В данной работе мы пользуемся условием постоянства тока I_0).

Разделяя выражение (60) на действительную и мнимую части, получим расчетные формулы для определения активной и реактивной составляющих добавочного входного сопротивления:

$$\Delta Z = -\frac{E}{I_0} = \frac{1}{\sigma L} (\Delta R + i\Delta x), \quad \text{где} \quad (61)$$

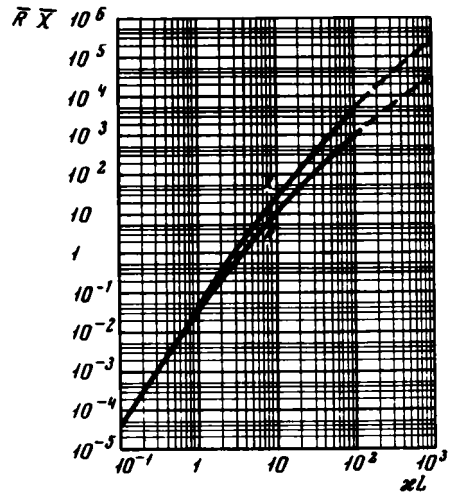
$$\Delta R = \frac{1}{\sigma L} \frac{(\alpha L)^3}{\pi} \rho; \quad \Delta x = \frac{1}{\sigma L} \cdot \frac{(\alpha L)^3}{\pi} \xi;$$

причем

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{2}} A - (\alpha L) B + \frac{1}{\sqrt{2}} (\alpha L)^2 C, \quad (62)$$

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} A - \frac{1}{\sqrt{2}} (\alpha L)^2 C + (\alpha L)^3 D,$$

Рис.8. График зависимости безразмерных сопротивлений \bar{R} и \bar{X} от параметра αL .



где

$$A = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(\alpha L)^{4n}}{(4n+1)(4n+3)!}, \quad B = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(\alpha L)^{4n}}{(4n+2)(4n+4)!} \quad (63)$$

$$C = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(\alpha L)^{4n}}{(4n+3)(4n+5)!}, \quad D = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(\alpha L)^{4n}}{(4n+4)(4n+6)!} \quad (64)$$

По результатам расчетов величин добавочных сопротивлений по формулам (61) и (62) построен график (рис. 8). На графике по оси абсцисс отложены в логарифмическом масштабе значения безразмерного параметра αL , пропорционального длине диполя L (в метрах) и корню квадратному из произведения частоты тока ω (в герцах) на проводимость окружающей среды σ (в $\text{Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$). По оси ординат отложены в том же масштабе величины безразмерных сопротивлений $\bar{R} = \sigma L + \Delta R$ и $\bar{X} = \sigma L + \Delta X$. Для перехода от безразмерных сопротивлений \bar{R} и \bar{X} к сопротивлениям ΔR и ΔX , выраженным в омах, необходимо разделить величины \bar{R} и \bar{X} на σL .

Определение величин ΔR и ΔX с помощью графика для случая, когда $\sigma = 10^{-1} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$, $f = 10 \text{ кГц}$, а $L = 500 \text{ м}$, показывает, что добавочное индуктивное сопротивление $\Delta X = 0,4 \text{ Ом}$, что составляет 0,5% от полного индуктивного сопротивления, определяемого по (48) и равного 80 Ом. Величина добавочного активного сопротивления оказывается равной в этом случае 0,1 Ом, что составляет менее 1% от значения полного активного сопротивления, равного 20–30 Ом. Эти величины малы и могут не учитываться при приближенных расчетах Z по (50).

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМНОЙ АППАРАТУРЫ

Проблема повышения помехоустойчивости аппаратуры для геофизических исследований является одной из важных. В равной мере это относится к аппаратуре и для электромагнитных зондирований и особенно для непрерывных частотных зондирований.

Действительно, при электромагнитных зондированиях необходимо измерять с высокой точностью амплитуды сигналов, которые в большинстве слу-

чаев равны всего нескольким единицам или десяткам микровольт на фоне помех, уровень которых часто превышает величину полезного сигнала в десятки, а порой и в сотни раз.

Как известно, в Земле существуют электрические помехи естественного и искусственного происхождения, которые разделим условно на два класса: квазипериодические (сосредоточенные и флюктуационные) и импульсные.

К первому классу отнесем регулярные помехи искусственного происхождения, представляющие собой модулированные или немодулированные по амплитуде гармонические колебания (или периодическая последовательность импульсов), частоты которых мало изменяются во времени, т.е. помехи от силовых сетей переменного тока частоты 50 Гц, от радиостанций, а также от промышленных и специальных установок, работающих на различных фиксированных частотах (например, на частоте 400 Гц). Интенсивность этого вида помех, особенно на частоте 50 Гц, весьма велика и может достигать нескольких десятков тысяч микровольт и более на 1 км длины приемной линии MN.

К другому классу отнесем нерегулярные импульсные помехи преимущественно естественного происхождения. Сюда необходимо в первую очередь отнести помехи от разрядов молний, помехи, обусловленные включением и выключением сетей постоянного тока, и др.

Наконец, существуют весьма интенсивные помехи, вызываемые различными вариациями электромагнитного поля Земли. Последние часто представляют собой пакеты незатухающих или затухающих гармонических или квазигармонических колебаний, которые в зависимости от их длительности можно рассматривать либо как периодические, либо как импульсные.

Многообразие видов помех, их большая интенсивность и случайный характер затрудняют борьбу с ними и делают строгий анализ помехоустойчивости аппаратуры НЧЗ неоправданно сложным. Поэтому в целях упрощения анализа будем рассматривать реально действующую помеху как результат сложения отдельных простейших видов помех и исследовать результат воздействия помех каждого вида на приемную аппаратуру, обладающую заданными частотными характеристиками.

Анализ показывает, что большинство видов помех можно в Земле представить в виде комбинации следующих функций:

- а) гармонических колебаний с мало изменяющейся во времени частотой,
- б) пакетов незатухающих или затухающих гармонических колебаний различной длительности,
- в) импульсов включения постоянного тока,
- г) прямоугольных и экспоненциальных импульсов различной длительности и скважности.

Для борьбы с помехами при геофизических исследованиях стремятся сузить полосу пропускания приемной аппаратуры, поскольку рост ее помехоустойчивости, как известно, обратно пропорционален ширине полосы пропускания. При непрерывных частотных зондированиях, в силу специфики самого метода, приемная аппаратура, напротив, должна быть широкополосной. Ниже будет показано, что несмотря на это, можно предложить несколько способов повышения помехоустойчивости аппаратуры.

Из общей теории связи известно, что повышение помехоустойчивости системы может быть достигнуто за счет увеличения мощности сигнала, увеличения ширины его спектра или длительности регистрации.

Мощность портативной генераторной установки НЧЗ ограничена 100–200 ваттами. Увеличение длительности регистрации кривой зондирования возможно также только до определенного предела. Для борьбы с помехами при НЧЗ могут быть использованы способы приема посредством взаимной корреляции сигнала или его синхроннофазового детектирования. Анализ помехозащищенности такой аппаратуры проведен в работе Л.Я. Мизюка (1961). Однако реализация на практике этих способов требует введения в аппаратуру НЧЗ спе-

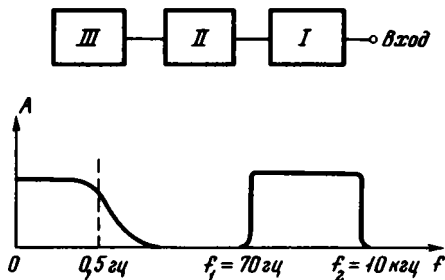
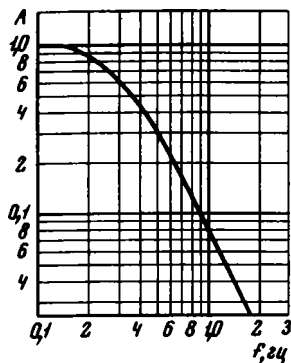


Рис.9. Частотная характеристика перописца Н-349

A – амплитуда сигнала; f – частота

Рис.10. Блок-схема системы помехозащиты аппаратуры НЧЗ и ее частотная характеристика

I – полосовой фильтр (с частотами среза f_1 и f_2), II – детектор, III – фильтр нижних частот; A – амплитуда сигнала

циального радиоканала, служащего для передачи на приемную установку с высокой точностью непрерывно изменяющейся во времени частоты и фазы питающего тока, что существенно усложняет аппаратуру. Достаточно сложен для НЧЗ также способ, в основе которого лежит использование питающего тока, промодулированного по амплитуде с постоянной частотой, значение которой выбирается меньшим по сравнению с нижней граничной частотой рабочего диапазона.

Поэтому ограничимся рассмотрением способа эквивалентного сужения полосы пропускания аппаратуры, который используется в станции НЧЗ.

При непрерывных зондированиях передаваемый сигнал представляет собой квазигармонические колебания, частота которых непрерывно изменяется во времени в заданном диапазоне. В результате распространения электромагнитного поля различной частоты через геоэлектрические структуры амплитуда принимаемого сигнала на различных частотах оказывается неодинаковой, и огибающая приемного сигнала будет представлять собой кривую непрерывного частотного зондирования. При этом в силу непрерывности регистрируемой кривой оказывается возможным достаточно однозначно провести осреднение полученной записи и тем самым значительно повысить точность наблюдения.

Таким образом, приемный сигнал при НЧЗ будет представлять собой несущую, непрерывно изменяющуюся во времени по частоте и промодулированную по амплитуде. Как известно, в этом случае для выделения сигнала модуляции (кривая зондирования) приемный сигнал должен быть продетектирован и подан на фильтр нижних частот, который обеспечивает подавление несущей. Поскольку при непрерывных зондированиях нижняя граница частотного диапазона несущей равна 70 Гц, то частота среза фильтра нижних частот, установленного после детектора, должна быть выбрана существенно ниже этого значения. При этом с целью повышения помехоустойчивости аппаратуры на ее выходе необходимо установить фильтр нижних частот с частотой среза порядка десятых долей герца при крутизне склона 20 дБ и более на октаву. В качестве такого фильтра удобно использовать магнетoeлектрическую систему перописца, представляющую собой электромеханический фильтр нижних частот, частотная характеристика которого приведена на рис. 9.

Таким образом, эквивалентная ширина полосы пропускания аппаратуры НЧЗ на всех частотах будет равна всего нескольким десятым долям герца, что обеспечивает ее удовлетворительную помехоустойчивость по отношению к импульсным помехам.

На входе приемного устройства установлены полосовые LC -фильтры для подавления помех, составляющие которых лежат за пределами полосы пропускания. Такие фильтры резко улучшают защиту аппаратуры от регулярных помех на частоте 50 Гц, а также помех от радиостанций.

На рис. 10 приведена блок-схема системы помехозащиты аппаратуры НЧЗ. Она включает полосовой фильтр I, детектор II и фильтр нижних частот III. Соответствующие частотные характеристики приведены под каждым из этих устройств.

Рассмотрим прохождение помех различного вида через избирательную систему, построенную по этой блок-схеме. Очевидно, что помехи, представляющие собой гармонические колебания, частоты которых лежат за пределами полосы пропускания полосового фильтра I, на входе фильтра III будут значительно ослаблены. Это относится в первую очередь к помехе на промышленной частоте 50 Гц и к помехам от радиостанций. Очевидно, если частота регулярной гармонической помехи будет лежать внутри полосы пропускания фильтра I, то независимо от ширины полосы пропускания фильтра нижних частот III на его выходе появится составляющая с нулевой частотой, поскольку она фильтром III не подавляется. Однако будем иметь в виду, что постоянная составляющая помехи может быть частично скомпенсирована на выходе фильтра III.

Помехи, представляющие собой пакеты гармонических колебаний, также не будут ослабляться полосовым фильтром I, если частота заполнения импульса будет лежать в полосе прозрачности этого фильтра. В дальнейшем они будут детектироваться и поступать на вход фильтра нижних частот в виде однополярного импульса, длительность которого будет равна длительности пакета. Воздействие таких импульсов на фильтр III будет рассмотрено ниже.

Рассмотрим действие импульсной помехи различного вида на избирательную систему, изображенную на рис. 10. Прохождение помехи через рассматриваемую систему будет осуществляться в два этапа: сначала через полосовой фильтр I, а затем через детектор II и фильтр нижних частот III.

Пусть функция $y(t)$ описывает помеху произвольного вида, действующую на входе полосового фильтра. Спектральная характеристика функции $y(t)$ будет:

$$Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-i\omega t} dt. \quad (65)$$

Очевидно, что при прохождении помехи через фильтр I (который мы будем считать идеальным) с частотами среза f_1 и f_2 , где $f_2 > f_1$, из спектра помехи будут вырезаны все частоты выше f_2 и ниже f_1 , а фазы частот будут линейно сдвигаться пропорционально частоте на величину $\Delta\phi = \omega\Delta t$, где $\Delta t = \text{Const}$.

На выходе полосового фильтра функция $y(t)$ будет иметь вид:

$$\bar{y}(t) = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\omega_2}^{-\omega_1} Y(\omega) e^{i\omega(t-\Delta t)} d\omega + \int_{\omega_1}^{\omega_2} Y(\omega) e^{i\omega(t-\Delta t)} d\omega \right], \quad (66)$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1$ и $\omega_2 = 2\pi f_2$.

Детектирование функции (66) дает:

$$f(t) = \begin{cases} \bar{y}(t) & \text{при } \bar{y}(t) \geq 0; \\ 0 & \text{при } \bar{y}(t) \leq 0. \end{cases} \quad (67)$$

В дальнейшем преобразованная в фильтре I помеха проходит через RC-фильтр нижних частот III. При анализе на этом этапе воспользуемся интегралом Дюамеля

$$i(t) = f(0)h(t) + \int_0^t f'(\tau) h(t-\tau) d\tau, \quad (68)$$

где $h(t)$ - переходная функция RC-фильтра нижних частот:

$$h(t) = 1 - e^{-at}, \quad (69)$$

где $a = \frac{1}{RC}$, а RC - постоянная времени фильтра.

Подставляя (69) в (68), получим:

$$i(t) = f(0)(1 - e^{-at}) + [f(t) - f(0)] - e^{-at} \int_0^t f'(\tau) e^{a\tau} d\tau, \quad (70)$$

или

$$i(t) = f(t) - f(0) e^{-at} \int_0^t f'(\tau) e^{a\tau} d\tau.$$

Здесь $i(t)$ - помеха на выходе всей системы, состоящей из двух последовательно включенных фильтров.

Таким образом, анализ прохождения различного вида помех через рассматриваемую систему состоит в последовательном применении к функции $y(t)$ уравнений (66), (67) и (70).

При анализе в качестве примера представляется целесообразным рассмотреть в первую очередь воздействие на полосовой фильтр помех, возникающих при включении импульса постоянного тока, поскольку это позволит в дальнейшем легко перейти к анализу импульсных помех различной длительности.

Функция включения постоянного тока амплитуды A имеет вид:

$$y(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ A & \text{при } t \geq 0; \end{cases} \quad (71)$$

а его спектральная функция определяется выражением:

$$Y(\omega) = \frac{A}{i\omega}.$$

Функцию (71) представим, как это принято, в виде суммы двух напряжений: постоянного тока амплитуды $A/2$ и импульса переключения тока амплитуды $\pm A/2$:

$$y(t) = \frac{A}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos \omega t + i \sin \omega t}{i\omega} d\omega = \frac{A}{2} + \frac{A}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega. \quad (71a)$$

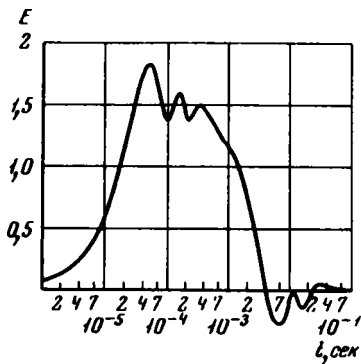


Рис. 11. График напряжения E на выходе полосовых фильтров при воздействии прямоугольного импульса

После прохождения импульса (71) через полосовой фильтр в соответствии с (66) получаем

$$y(t) = \frac{A}{2\pi} \left[\int_{-\omega_2}^{-\omega_1} \frac{\sin \omega(t - \Delta t) - i \cos \omega(t - \Delta t)}{\omega} d\omega + \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\sin \omega(t - \Delta t) - i \cos \omega(t - \Delta t)}{\omega} d\omega \right].$$

Опуская промежуточные выкладки, имеем:

$$\bar{y}(t) = \frac{A}{\pi} (\text{Si } x_2 - \text{Si } x_1). \quad (72)$$

Здесь $\text{Si } x_m$ - интегральный синус; $x_m = \omega_m t' (m = 1; 2)$, $t' = t - \Delta t$ - время запаздывания полосового фильтра.

На рис. 11 приведен график функции (72), рассчитанный для $f_1 = 70$ Гц и $f_2 = 10$ кГц. Из рассмотрения графика заключаем, что при воздействии на данный полосовой фильтр импульса включения постоянного тока большой длительности, на выходе фильтра образуется практически прямоугольный импульс длительностью $t_0 = 10^{-3}$ сек (на уровне 0,7). Очевидно, что аналогичный результат мы получим и при укорачивании длительности импульса от $t_0 = \infty$ до значений порядка $t_0 \approx 10^{-2}$ сек. В тех случаях, когда импульс имеет длительность менее 10^{-2} сек, необходимо представить его в виде последовательного включения двух разнополярных напряжений вида (71), сдвинутых относительно друг друга на отрезок времени, равный длительности импульса t_0 .

$$y_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ A & \text{при } t \geq 0; \end{cases} \quad (73)$$

$$y_2(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_0; \\ -A & \text{при } t \geq t_0. \end{cases}$$

В рассмотренном случае результат воздействия функции (73) на полосовой фильтр выразится разностью:

$$\bar{y}_1(t) - \bar{y}_2(t) = \bar{y}(t) - \bar{y}(t - t_0), \quad (74)$$

где $\bar{y}(t)$ - функция (72).

Как известно, спектр прямоугольного импульса малой длительности t_0 имеет вид:

$$S = q \frac{\sin \omega \frac{t_0}{2}}{\omega \frac{t_0}{2}}, \quad (74a)$$

а ширина спектра такого импульса условно принимается равной ширине полосы частот Δf между нулем и тем значением частоты, при котором спектр в первый раз обращается в нуль – при этом аргумент синуса в (74a) равен π . В этом случае имеет место известное соотношение

$$\Delta f t_0 = 1. \quad (75)$$

Поскольку ширина спектра коротких импульсов обратно пропорциональна их длительности, то при прохождении их через полосовой фильтр с постоянной шириной полосы пропускания $\Delta f = f_2 - f_1 = 10^4$ Гц амплитуда импульсов на выходе будет уменьшаться, начиная с длительностей менее $2 \cdot 10^{-5}$ сек. При этом уменьшение амплитуды импульса будет происходить приблизительно обратно пропорционально его длительности t_0 .

$$\frac{1}{A} = \frac{2 \cdot 10^{-5}}{t_0}, \quad (76)$$

где A – амплитуда импульса включения постоянного тока.

Перейдем к анализу прохождения импульсной помехи через RC -фильтр нижних частот, установленный после полосового LC -фильтра и детектора. Для этого необходимо подставить продетектированные функции (72) и (74) в выражение (76). Функцию (72) можно считать всюду положительной. Следовательно, детектирование ее практически не изменит. Учтем, что в начальный момент времени функция (72) обращается в нуль, а ее производная по времени будет иметь вид:

$$\dot{y}(t) = \frac{A}{\pi t'} \operatorname{Im} (e^{i\omega_2 t'} - e^{i\omega_1 t'}); \quad t' = t - \Delta t. \quad (77)$$

Подставляя (77) в (70), находим:

$$i(t) = \frac{A}{\pi} (y_1 - y_2). \quad (78)$$

Здесь

$$y_1 = \operatorname{Si}(x) \Big|_{\omega_1}^{\omega_2};$$

$$y_2 = e^{-\alpha t} [\operatorname{Si}(z) + \operatorname{Si}(\Delta z)] \Big|_{\omega_1}^{\omega_2},$$

где $x = \omega t'$ – действительный аргумент, а $\Delta z = (\omega - i\alpha)\Delta t'$ и $z = (\omega - i\alpha)t'$ – комплексные.

Заметим, что в выражении (78) первое слагаемое есть функция (72), описывающая прохождение помехи только через полосовой фильтр. Второе слагаемое в (78) учитывает последующее прохождение через RC -фильтр.

В случае $\alpha \ll \omega_1$ можно положить $z \approx x$. При этом помеха на выходе RC-фильтра запишется в виде:

$$i(t) \approx (1 - e^{-\alpha t'}) \bar{y}(t'). \quad (79)$$

Анализ функции (72) показывает, что она с достаточной для практики точностью может быть аппроксимирована прямоугольным импульсом длительностью порядка 10^{-3} (на уровне 0,7). Поэтому в выражении (79) целесообразно произвести замену $\bar{y}(t)$ на прямоугольный импульс длительностью t_0 .

Выше было показано, что при прохождении импульсных помех различной длительности через полосовой фильтр и детектор на входе RC-фильтра нижних частот могут действовать только импульсные однополярные помехи длительностью $t_0 \leq t'_0 = 10^{-3}$ сек.

Как известно, при воздействии на однозвенный RC-фильтр нижних частот прямоугольного импульса длительностью t_0 максимальное напряжение на его выходе достигается в момент времени $t = t_0$ и равно:

$$\max |i(t)| = A. \quad (80)$$

Поскольку при малых значениях αt_0 имеем $e^{-\alpha t_0} \approx 1 - \alpha t_0$, то $\max |i(t)| = A \alpha t_0$. (81)

Так, например, для импульса, имеющего длительность $t_0 = 10^{-3}$ сек, с помощью (81) получаем значение максимального напряжения на выходе всей системы, равное $2 \cdot 10^{-3}$ от амплитуды импульса включения постоянного тока, действовавшего на входе фильтра I . Амплитуда более коротких импульсов будет уменьшаться как за счет влияния полосового фильтра, оцениваемого по (76), так и за счет действия RC-фильтра, которое учитывается по (81).

Рассмотрим результат воздействия на избирательную систему аппаратуры НЧЗ помех в виде пакетов незатухающих и затухающих гармонических колебаний с частотой заполнения $f_{\text{зап}}$ ($f_1 < f_{\text{зап}} < f_2$). Спектральные характеристики этого вида помех практически незначительно отличаются от спектральной характеристики гармонического сигнала. Поэтому при прохождении через полосовой фильтр они будут мало изменяться по амплитуде и длительности. В связи с этим, целесообразно ограничиться лишь рассмотрением их прохождения через детектор и фильтр нижних частот.

Помеха в виде пакета незатухающих гармонических колебаний

$$y(t) = A \sin \omega t \quad (0 \leq t \leq t_0; \quad \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2) \quad (82)$$

при длительности пакета $t_0 = n \frac{2\pi}{\omega}$ после детектирования дает напряжение:

$$\phi(t) = \begin{cases} A \sin \omega t & \text{при } 2k\pi \leq \omega t \leq (2k+1)\pi; \\ 0 & \text{при } (2k+1)\pi \leq \omega t \leq 2(k+1)\pi; \end{cases} \quad (83)$$

$k = 0, 1, 2 \dots n.$

Разложим функцию (83) в ряд Фурье:

$$\phi(t) = \frac{A}{\pi} \left[1 + \frac{\pi}{2} \sin \omega t - 2 \left(\frac{\cos 2\omega t}{1 \cdot 3} + \frac{\cos 4\omega t}{3 \cdot 5} + \dots \right) \right]. \quad (84)$$

Поскольку на вход фильтра нижних частот может пройти только сигнал частоты $f < f_{\text{фиц}} \approx 0,5$ Гц, то практически гармонические составляющие (84)

этим фильтром будут полностью подавлены, и результат воздействия будет эквивалентен действию на входе фильтра прямоугольного импульса амплитуды A/π и длительности t_0 . Величина выходного напряжения в этом случае может быть рассчитана по формуле (81).

При воздействии помех в виде затухающих гармонических колебаний вида

$$y(t) = A e^{-\beta t} \sin \omega t, \quad \text{где } \beta \gg a, \quad (85)$$

аналогично предыдущему, будем иметь на входе RC -фильтра воздействие экспоненциально затухающей функции (84), а результат будет эквивалентен действию на входе RC -фильтра экспоненциального импульса вида

$$y(t) = \frac{A}{\pi} e^{-\beta t}, \quad (86)$$

где β – постоянная затухания помехи, причем $\beta \gg a$.

Подставляя (86) в (70), найдем результат воздействия на RC -фильтр импульса экспоненциальной формы. Опуская промежуточные вычисления, получим в этом случае следующее выражение для помехи на выходе фильтра:

$$i(t) = \frac{A}{\pi} \frac{1}{\frac{\beta}{a} - 1} (e^{-at} - e^{-\beta t}), \quad (87)$$

Максимальное значение функции (87) достигается в момент t_{\max} , определяемый из уравнения $y'(t_{\max}) = 0$:

$$t_{\max} = \frac{\ln \frac{\beta}{a}}{\beta - a},$$

$$\text{откуда } \max |i(t)| = \frac{1}{\gamma - 1} e^{-\frac{-\ln \gamma}{\gamma - 1}}, \quad (88)$$

где $\gamma = \frac{\beta}{a} \gg 1$.

В табл. 3 приведены рассчитанные по формулам (76), (81) и (88) отношения амплитуд различного вида помех к амплитуде сигнала на входе при

Таблица 3

Значения отношений: импульсная помеха – сигнал на входе

| Вид помехи | Длительность импульсов (в сек) | | | |
|--|--------------------------------|----------------|----------------|-----------|
| | 10^{-5} | 10^{-4} | 10^{-3} | ∞ |
| Импульс включения постоянного тока | - | - | - | 10^2 |
| Прямоугольный импульс | 10^4 | 10^3 | 10^2 | - |
| Пакет незатухающих гармонических колебаний | $3 \cdot 10^3$ | $3 \cdot 10^3$ | $3 \cdot 10^3$ | 1 |
| Экспоненциальный импульс | $3 \cdot 10^4$ | $3 \cdot 10^3$ | $3 \cdot 10^2$ | - |
| Пакет затухающих гармонических колебаний | 10^5 | 10^4 | 10^3 | 10^{-1} |



Рис. 12. Осциллограмма помех

заданном соотношении сигнал – помеха на выходе, равном 20 : 1 и соответствующем 5% помехи на выходе. Из табл. 3 видно, что аппаратура НЧЗ имеет вполне удовлетворительную помехоустойчивость и обеспечивает регистрацию приемных сигналов при импульсных помехах, амплитуда которых превышает полезный сигнал в 100 и более раз.

Очевидно, что в тех случаях, когда на ее входе будет действовать гармоническая помеха большой длительности, частота которой будет лежать в полосе прозрачности LC -фильтра, ее амплитуда может превышать полезный сигнал не более, чем в 2–3 раза.

Проведенные выше расчеты были сделаны применительно к избирательной системе, содержащей на выходе однозвенный RC -фильтр, имеющий полого падающую характеристику. Электромеханический фильтр нижних частот (перописец) в сочетании с RC -фильтрами, установленный в станции НЧЗ-64, обладает значительно лучшими параметрами. Вследствие этого, фактический уровень помех на его выходе оказывается несколько меньшим по сравнению с расчетным.

На рис. 12 приведена осциллограмма помех, записанная в Мытищинском районе Московской области, характеризующемся большим уровнем промышленных помех. Длина линии MN составляла 10 м. Как видно из осциллограммы, уровень постоянной составляющей помех (соответствующей помехе на частоте 50 Гц) невелик и равен приблизительно 20 мкВ, в то время как амплитуда полезного сигнала в этом пункте зондирования была равна 100–200 мкВ. Что же касается импульсной помехи, то ее уровень не превышал 3–5 мкВ.

На рис. 13 приведена осциллографическая запись импульсных помех, обусловленных разрядами молний, наблюдавшимися визуально в пункте записи. При этом амплитуда помехи на выходе приемной аппаратуры не превышала 75–150 мкВ.

На рис. 14 приведена запись кривой зондирования, проведенного на большом (по масштабам НЧЗ) разnose $r = 600$ м во время грозы, действовавшей близ пункта зондирования. Как видно из осциллограммы, несмотря на интенсивные импульсные помехи от близких и весьма частых разрядов молний, осредненную запись кривой можно считать удовлетворительной.

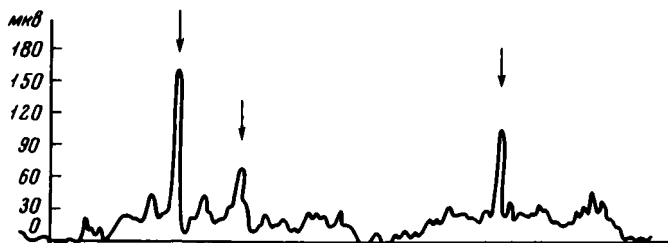


Рис. 13. Осциллографическая запись помех

Стрелками указаны помехи от близких разрядов молний

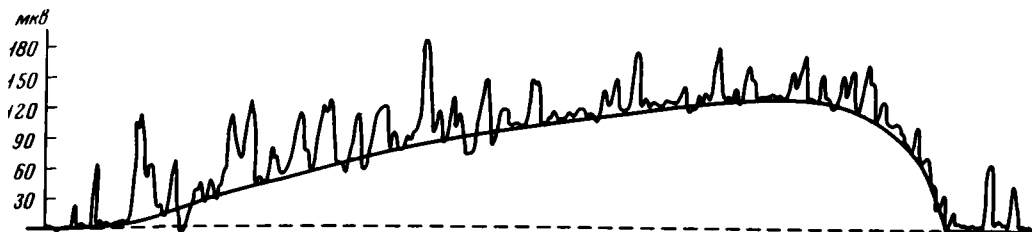


Рис. 14. Запись кривой зондирования, полученная во время грозы

В заключение отметим, что уровень помех при частотных зондированиях изменяется в широких пределах в зависимости от различных факторов. Практика показывает, что средний уровень флюктуационных помех при НЧЗ не превышает 1–3 мкВ на 1 м длины приемной линии MN. Ранней весной, поздней осенью и зимой уровень импульсных помех значительно понижается. Уровень помех при зондированиях по магнитной компоненте поля, как правило, существенно ниже, чем при зондированиях по электрической компоненте. При этом регистрируемые геосигналы обычно имеют величину, на порядок большую по сравнению с помехой. Такое превышение сигнала над уровнем помех обеспечивает в большинстве случаев получение практически мало искаженной записи кривых НЧЗ.

В тех случаях, когда непрерывные частотные зондирования проводятся в особо неблагоприятных условиях, получение неискаженной записи кривой оказывается затруднительным или даже невозможным. Поэтому не рекомендуется проводить зондирования на территории населенных пунктов или промышленных предприятий, вблизи от линий электропередач (ближе 500 м), телефонных и телеграфных линий, электрифицированных железных дорог и прочих объектов, являющихся источниками особо интенсивных электрических помех. Если проведение зондирований в особо трудных условиях все же окажется совершенно необходимым, то надлежит принять меры, направленные на снижение уровня помех, а именно: ориентировать приемный диполь перпендикулярно направлению на основной источник помех, уменьшить величину разноса до минимума и увеличить до предела длину линии АВ и силу тока в ней, провести зондирование в ночное время, когда уровень помех снижается и пр. Можно также рекомендовать проведение нескольких зондирований в одном и том же пункте исследования с последующим осреднением полученных записей.

МЕТОДИКА НЕПРЕРЫВНЫХ ЧАСТОТНЫХ ЗОНДИРОВАНИЙ

ТИПЫ УСТАНОВОК ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ

Процесс распространения электромагнитных волн в проводящей среде представляет собой сложное явление. Значительную роль играет скин-эффект, обуславливающий зависимость глубины проникновения поля в толщу осадочных пород и в фундамент от частоты поля. Кроме того, большое влияние на характер распространения поля оказывает также величина активно-индуктивной проводимости отдельных пластов земной коры. Совместное действие различных факторов, в том числе и указанных выше, позволяет проводить измерения комплексного сопротивления отдельных слоев и, тем самым, расчленять разрез по мощностям и удельным сопротивлениям слагающих его слоев.

По сравнению с методами постоянного тока электромагнитные методы, в том числе и частотные зондирования, обладают повышенными глубинностью и разрешающей способностью. Производительность геологоразведочных работ, проводимых методом НЧЗ при разносах 500–1000 м, повышается в 1,5–2 раза. Однако основное преимущество электромагнитных методов заключается в том, что они дают возможность проводить исследования строения геологических структур, экранированных промежуточными непроводящими или плохо проводящими постоянный ток пластами, что, как известно, недоступно методам постоянного тока.

В отличие от зондирований на постоянном токе частотные зондирования проводятся на одном разносе, величина которого, как будет показано ниже, обычно выбирается равной трем-пяти предполагаемым глубинам исследования. Изменение глубины проникновения поля в толщу изучаемого разреза осуществляется путем изменения частоты тока, причем она практически ограничивается мощностью так называемого скин-слоя h_c , которая зависит от частоты тока и среднего продольного удельного сопротивления разреза ρ_l следующим образом:

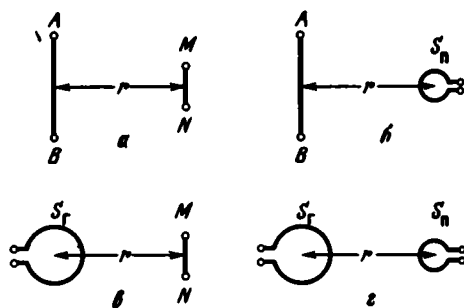
$$h_c = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = 503,6 \sqrt{\rho_l} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (\text{в метрах}), \quad (89)$$

где $\omega = 2 \pi f$ – круговая частота тока в герцах, μ – магнитная проницаемость, равная $4 \pi \cdot 10^{-7}$ Г/м, а $\sigma = \frac{1}{\rho}$ См.

При непрерывных частотных зондированиях (как и при зондированиях на дискретных частотах) на поверхности Земли в пункте исследования на некотором расстоянии r одна от другой размещаются две установки: генераторная и приемная. С помощью генераторной установки в Земле возбуждается электромагнитное поле, частота которого непрерывно изменяется во времени, а с помощью приемной измеряются и автоматически регистрируются пописцем сигналы в виде непрерывной кривой, выражающей зависимость ам-

Рис. 15. Типы установок для частотного зондирования

AB и MN - питающий и приемный диполи; S_r и S_n - питающая и приемная петли; r - величина разноса; а-г - типы установок



плитуд электрической или магнитной составляющих поля в пункте исследования от частоты тока. Полученные экспериментальные кривые служат основой для геолого-геофизической интерпретации геоэлектрического разреза в пункте наблюдения.

В процессе подготовки к зондированию между генераторной и приемной установками осуществляется радиотелефонная связь с помощью малогабаритных переносных радиостанций, обеспечивающих связь на расстояниях до 1-2 км. Во время зондирования, выполняющегося автоматически, радиосвязь между установками не поддерживается.

Непрерывные частотные зондирования проводятся в течение двух циклов: рабочего и градуировочного.

Во время рабочего цикла в питающий диполь AB подается синусоидальный переменный ток непрерывно изменяющейся во времени частоты. С помощью переписки в течение всего времени зондирования непрерывно регистрируется сила тока в диполе AB. Сигнал, принятый диполем MN, фильтруется от помех, усиливается и регистрируется другим переписцем. При этом истинное значение величины амплитуды приемного сигнала остается неизвестным, поскольку неизвестен коэффициент усиления приемно-усилительного тракта. Эти величины определяются во время второго - градуировочного - цикла измерений, путем подачи с выхода специального градуировочного генератора последовательно в цепь диполя MN (или петли S) синусоидального напряжения известной амплитуды и частоты около 1 кГц, которая соответствует средней частоте рабочего диапазона. В дальнейшем показания регистратора, полученные во время обоих циклов измерений, сопоставляются.

Для частотных электромагнитных зондирований используются в настоящее время четыре типа установок (рис. 15 а-г). В установках первого (а) и второго (б) типов для возбуждения в Земле электромагнитного поля используется заземленный электрический диполь. В установках третьего и четвертого типов (рис. 15 в, г) - незаземленный магнитный диполь. С помощью установок первого (а) и третьего (в) типов регистрируется горизонтальная электрическая компонента поля E_x , а с помощью установок второго (б) и четвертого (г) типов - вертикальная магнитная компонента поля H_z . Установки второго (б) и третьего (в) типов по принципу взаимности - равноценны.

Электрический диполь (линия AB), используемый для возбуждения поля при частотных зондированиях, представляет собой отрезок прямолинейного изолированного многожильного медного провода сечением 2,5 мм² и более, заземленный на концах с помощью электродов различной конструкции. Количество электродов, необходимое для заземления линии AB, зависит в основном от влажности почвы и изменяется в среднем от 10 до 50 штук. Генератор переменного тока включается в разрыв провода, сделанный в его середине или на одном из концов. Такую же конструкцию имеет приемная линия MN. Для заземления линии MN обычно достаточно двух электродов.

Магнитный диполь S выполняется в виде одного или несколько витков незаземленного многожильного изолированного медного провода и по соображениям удобства раскладывается на земле в виде квадрата. Генератор тока или приемное устройство подключаются к концам витка.

В результате зондирования определяются следующие величины, зависящие от частоты: сила тока I в питающем диполе S (в амперах), ЭДС ΔV_{E_x} на концах приемной линии MN или ΔV_{H_z} на концах магнитного диполя (в вольтах). Величина разноса r , AB и MN^2 (длины диполей AB и MN) измеряются в метрах, а площадь S приемной петли S - в квадратных метрах.

В процессе камеральной обработки полученных данных значения кажущихся удельных сопротивлений $\tilde{\rho}_k = \rho_z$ или ρ_M (в ом·м) на переменном токе вычисляются по формуле:

$$\tilde{\rho}_k = K \frac{\Delta V}{I}, \quad (90)$$

где $K = K_z = \frac{\pi r^3 \cdot 10^{-6}}{AB \cdot MN (3 \cos^2 \theta - 2)}$ для установки первого типа и (91)

$$K = K_M = \frac{2 \pi r^4 \cdot 10^{-6}}{3 AB q \sin \theta} \quad \text{для установки второго типа.} \quad (92)$$

Здесь $q = S_{\Pi} n$; S_{Π} - площадь одного витка приемной петли в квадратных метрах, n - число витков петли, а θ - угол между линией AB и прямой, проходящей через центры обоих диполей.

Вычисленные значения $\tilde{\rho}_k$ наносятся на билогарифмические бланки с модулем 6,25 или 10 см. По оси абсцисс откладываются величины \sqrt{f} , где f - частота тока, а по оси ординат - вычисленные значения $\tilde{\rho}_{E_x} = \rho_z$ и $\tilde{\rho}_{H_z} = \rho_M$.

Возбуждение поля незаземленным магнитным диполем обычно производят в тех случаях, когда трудно обеспечить требуемые значения величины переходного сопротивления заземления линии AB (порядка 20 Ом и менее). Для этого генераторная установка НЧЗ подключается к рамке S через резистор величиной 10-15 Ом, рассчитанный на мощность порядка 100 Вт. По соображениям удобства используется квадратная рамка.

Прием геосигналов при магнитном возбуждении поля может производиться как с помощью электрического (MN), так и магнитного (S) диполей.

Значения величин $\tilde{\rho}_k$ при этом также вычисляются по формуле (90), а коэффициенты установок K_z и K_M по формулам:

$$K_z = \frac{2 \pi r^4 \cdot 10^{-6}}{3 Q \cdot MN (3 \cos^2 \theta - 2)}, \quad (93)$$

$$K_M = \frac{2 \pi r^5 \cdot 10^{-6}}{9 Q q}. \quad (94)$$

Здесь $Q = S_{\Gamma} N$, где S_{Γ} - площадь питающей петли в квадратных метрах, а N - число витков; $q = S_{\Pi} n$, где S_{Π} - площадь приемной рамки в квадратных метрах, а n - число ее витков.

Из (90) + (94) следует, что установки для зондирования имеют существенно различную чувствительность. Наибольшую чувствительность имеет установка первого типа ($AB - MN$), наименьшую - четвертого ($S - S$).

Сопоставляя (92) и (93), заметим, что для обеспечения в пункте приема равных по величине сигналов при измерении компоненты поля H_z установками второго и третьего типов, необходимо, чтобы

$$\frac{AB}{MN} = \frac{Q}{q}.$$

Рис.16. Теоретическая кривая частотного зондирования типа КНК по электрической составляющей поля E_x

Пояснения см. в тексте

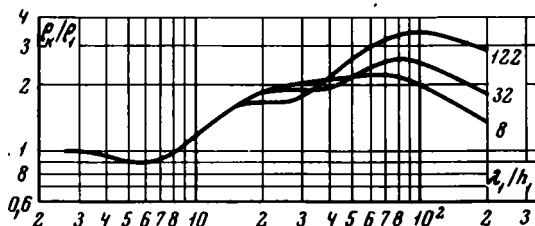
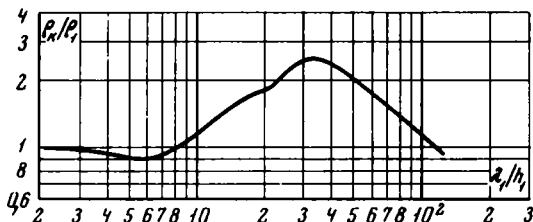


Рис.17. Теоретическая кривая частотного зондирования типа КНК по магнитной составляющей поля H_z

Пояснения см. в тексте



Разрешающая способность установок для зондирований также различна. При зондированиях двуслойных и трехслойных разрезов типа П, К, Q и А разрешающая способность установок первого, второго и третьего типов практически одинакова. При зондированиях сложных структур, например типа КН, КНК и других, большей разрешающей способностью обладает установка АВ-МН. На рис. 16 в качестве примера приведены пятислойные теоретические кривые типа КНК по составляющей поля E_x , а на рис. 17 – кривые этого же типа по составляющей поля H_z , рассчитанные для одних и тех же параметров разреза: $\mu_2 = 4$; $\nu_2 = 4$; $\mu_3 = 1$; $\nu_3 = 2$; $\mu_4 = 8 + 128$; $\nu_4 = 2$, $\mu_5 = \infty$; $\nu_5 = \infty$.

Из рис. 16,17 видно, что в данном случае разрешающая способность кривых E_x значительно превышает разрешающую способность кривых H_z .

Отметим, что установка четвертого типа при низкочастотных зондированиях горизонтальнослоистых структур имеет относительно небольшую разрешающую способность и на практике используется редко.

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ УСТАНОВКИ ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЙ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ

Диапазон частот, требующийся для записи полной кривой частотного зондирования, определяется путем анализа теоретических кривых (рис. 18). Кривые оцифрованы значениями $r/h_1 = 2 + 20$. Анализ показывает, что на частотах, близких к верхней границе диапазона f_B и соответствующих значениям

$$\lambda_1/h_1 \leq 2 \tag{95}$$

(где $\lambda_1 = \sqrt{\frac{10^7 \rho_1}{f}}$ – длина волны в верхнем слое), левые ветви кривых зондирования независимо от сложности строения геоэлектрического разреза выходят на горизонтальную асимптоту, ордината которой равна значению удельного сопротивления верхнего слоя ρ_1 .

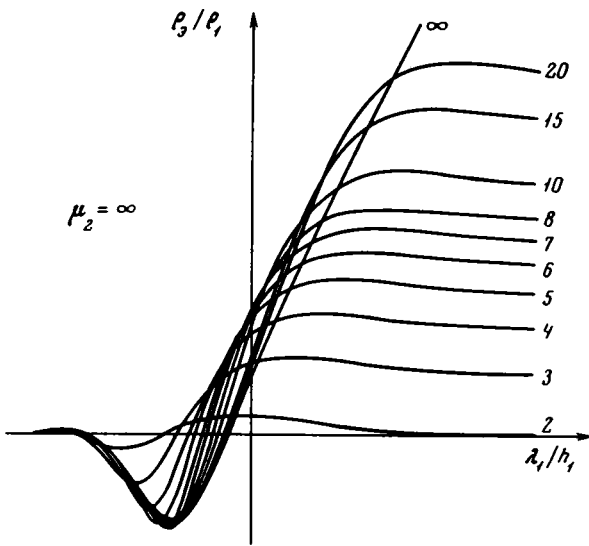


Рис.18. Двуслойная теоретическая кривая частотного зондирования типа $\rho_2 = \infty$

Пояснения см. в тексте

Из (95) имеем:

$$f_B \geq 2,5 \cdot 10^6 \frac{\rho_1}{h_1^2} \quad (96)$$

С помощью формулы (96) определяется верхняя граница частотного диапазона, необходимого для записи левой асимптоты кривой частотного зондирования.

Для определения нижней границы этого диапазона f_H используем, например, одну из особенностей строения правой ветви кривых частотного зондирования по составляющей поля H_z , заключающуюся в том, что независимо от сложности строения геоэлектрического разреза правая асимптота кривой H_z пересекает прямую $\rho_K = \rho_1$ в точке с абсциссой f_H , зависящей от величины ρ_1 и r следующим образом:

$$f_H \approx 8 \cdot 10^5 \frac{\rho_1}{r^2} \quad (97)$$

Заметим, что формула (97) может быть использована не только для определения нижней границы частотного диапазона, необходимого для записи правой асимптоты кривой частотного зондирования, но и для контроля за величиной разноса r .

Из (96) и (97) имеем:

$$\frac{f_B}{f_H} \approx 3,1 (r/h_1)^2 \quad (98)$$

Формула (98) приближенная. Однако, несмотря на это, она дает возможность не только сделать оценку диапазона частот, требующегося для записи полной кривой частотного зондирования в конкретных геологических условиях, но и установить характер этой зависимости от величины r/h_1 .

Отметим, что ширина диапазона рабочих частот современной аппаратуры для частотных зондирований, в силу технических причин, существенно меньше, чем это требуется по (98). Поэтому на практике кривые частотного зондирования нередко записываются не полностью.

Выбор оптимальной величины разноса r при частотных зондированиях имеет большое практическое значение. Во-первых, с уменьшением разноса возрастает детальность исследования, а во-вторых, значительно увеличивается отношение сигнал – помеха, поскольку, как это следует из (90), даже небольшие изменения величины r приводят к резкому изменению амплитуд измеряемых сигналов.

К сожалению, при уменьшении разноса сверх определенного предела, равного в среднем $2,5 + 3$ глубинам исследования, кривые частотного зондирования становятся значительно менее "характерными", что затрудняет их интерпретацию. При этом под термином "характерность" условимся понимать совокупность основных признаков, определяющих строение данной кривой (например, количество экстремумов, углы наклона ветвей относительно оси абсцисс и др.).

Рассмотрим, например, двуслойные теоретические кривые типа $\rho_2 = \infty$ по составляющим поля E_x и H_z , изображенные на рис. 18 и 19 и оцифрованные значениями r/h_1 . Основными характерными особенностями строения кривых этого типа являются значение ординаты правой асимптотической ветви, координаты максимума и минимума кривых и др.

На первый взгляд может показаться, что характерность кривых ЧЗ возрастает с увеличением разноса. Действительно, с ростом r/h_1 , увеличивается амплитуда правой ветви кривой, что, казалось бы, дает возможность измерения этой величины с большей точностью. Однако с увеличением разноса величины измеряемых сигналов резко уменьшаются, что, напротив, приводит к снижению точности измерения вследствие непомерного возрастания искажающего влияния помех.

Далее нетрудно заметить, что начиная со значений $r/h_1 < 3$ кривые H_z постепенно утрачивают свои характерные признаки и при $r/h_1 < 2$ их строение практически перестает зависеть от разноса. По сравнению с кривыми H_z кривые E_x имеют несколько большую разрешающую способность, но и они при $r/h_1 < 2,5$ становятся малохарактерными. Поэтому в случае двуслойных разрезов оптимальная величина разноса лежит в пределах $2,5 \leq r/h_1 \leq 4$. Аналогичным образом может быть проанализировано строение кривых других типов. Однако необходимо отметить, что при выборе оптимальных разносов при зондированиях необходимо также учитывать особенности строения кривых различных типов, параметры разрезов, действие принципа эквивалентности, разрешающую способность установок и другие факторы.

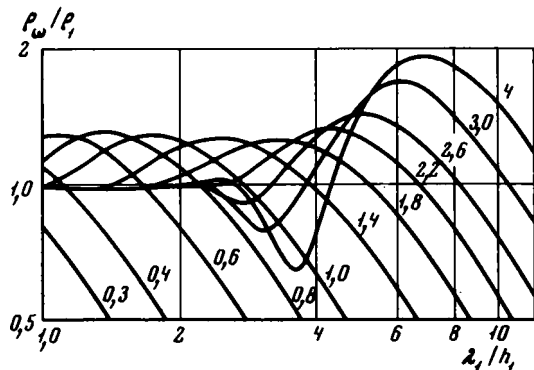


Рис.19. Двуслойная теоретическая кривая частотного зондирования типа $\rho_2 = \infty$

ВЫБОР ДЛИНЫ ЛИНИЙ АВ, MN И ПЛОЩАДЕЙ РАМОК S

Выбор оптимальных величин параметров установок для зондирования – длины питающей и приемной линий, площадей рамок и силы тока в питающей линии – дает возможность получения дополнительного превышения сигнала над помехой при зондированиях.

Сила тока в линии АВ зависит от мощности генераторной установки и величины переходного сопротивления заземления линии, а также от ее длины, определяющей добавочную величину индуктивного сопротивления на высоких частотах.

При частотных зондированиях длина АВ не должна превышать четверти величины разнуса. Невыполнение этого условия приводит к нарушению дипольности установки АВ–MN, вследствие чего в полученные при зондированиях данные необходимо вводить поправки, используя номограммы, рассчитанные Л.Л.Ваньяном (рис. 20 и 21).

На рис. 20 и 21 по оси абсцисс отложены значения r/AB , а по оси ординат – значения $\eta_1 = E_x/E_{x \text{ дип}}$ и $\eta_2 = H_z/H_{z \text{ дип}}$. Кривые оцифрованы значениями

величин углов θ между линией АВ и направлением на центр приемного диполя MN или S. Из приведенных номограмм следует, что поправка на величины измеряемых сигналов не превышают 2%, когда $r/AB \geq 4$. Поэтому на практике целесообразно ограничиваться значениями $AB = r/4$.

Поскольку мощность генераторной установки НЧЗ ограничена и равна 100–200 ваттам, сила тока в линии АВ обычно изменяется в пределах от 0,5 до 2 А. Следовательно, величина момента питающего диполя $M = Il$ при непрерывных зондированиях, в среднем не превышает 500 А·м.

Очевидно, что увеличение длины приемной линии MN или площади рамки S не дает выигрыша в помехоустойчивости, так как оно приводит к одновременному росту как полезного сигнала, так и помехи. Поэтому при непрерывных частотных зондированиях длина линии MN обычно выбирается равной 20 – 50 м. Необходимо отметить, что площадь приемной рамки S даже при отсутствии помех можно увеличивать только до определенного предела, значение которого определяется величиной входного сопротивления $R_{вх}$ усили-

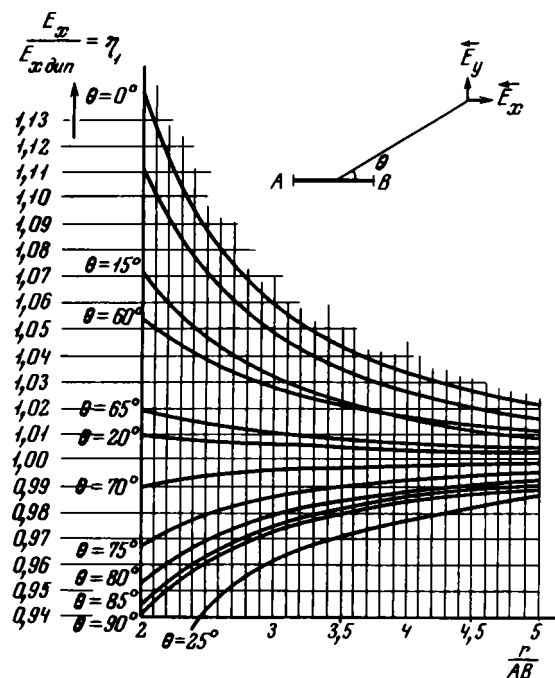
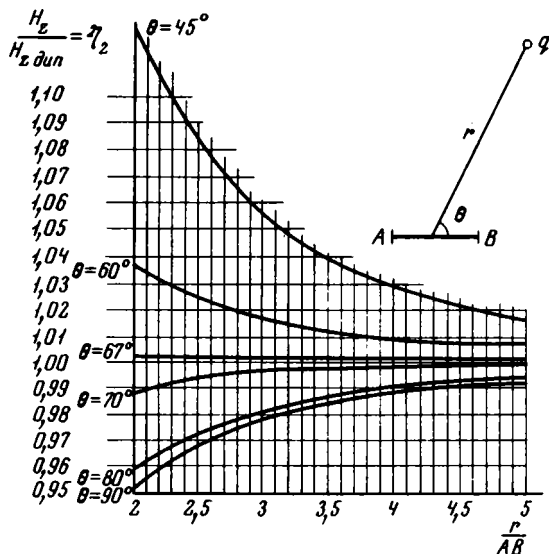


Рис. 20. Номограмма для определения поправки на конечные размеры питающей линии при измерении компоненты E_x в волновой зоне

Пояснения см. в тексте

Рис.21. Номограмма для определения поправки на конечные размеры питающей линии при измерении компоненты H_z в волновой зоне

Пояснения см. в тексте



теля приемной установки и собственной емкостью рамки. Но использование диполей MN малой длины и петель S малого размера недопустимо, поскольку в этом случае будет резко возрастать влияние локальных неоднородностей, всегда имеющих в верхних слоях разреза, на величины приемных сигналов и, следовательно, на значения $\tilde{\rho}_K$, определяемые при зондированиях.

ВЫБОР ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ АППАРАТУРЫ

Основные параметры аппаратуры для частотных зондирований – максимальная мощность генераторной установки, пороговая чувствительность и ширина динамического диапазона приемной аппаратуры. При оценке этих параметров исходными предпосылками являются требования, предъявляемые к методу в отношении его глубинности (с учетом геоэлектрического строения предполагаемых пунктов исследования), а также сведения относительно среднего уровня помех и их спектрального состава.

Выше мы установили, что при частотных зондированиях величины измеряемых сигналов малы и к тому же очень сильно зависят от расстояний r между генераторной и приемной установками и значения среднего продольного удельного сопротивления изучаемого разреза. С другой стороны, величины принимаемых сигналов прямо пропорциональны силе питающего тока и геометрическим размерам линий AB и MN, однако требования метода ограничивают размеры линии AB, а увеличение силы питающего тока приводит к необходимости увеличивать мощность генераторной установки пропорционально квадрату силы тока.

Поэтому оптимальные параметры аппаратуры определяются с учетом всех перечисленных выше условий.

Зависимость величин приемных сигналов ΔV_{E_x} (при измерениях электрической компоненты поля E_x) от расстояния между установками, силы питающего тока I и удельного сопротивления верхнего слоя ρ_1 определяется из (90):

$$\Delta V_{E_x} = \frac{I \rho_1}{K},$$

где K – коэффициент установки из (91) + (94). На высоких частотах, при

значениях $\lambda_1/h_1 < 2$, величины ΔV_{E_x} и ΔV_{H_z} равны асимптотическим значениям ΔV_a и не зависят от частоты тока. Это дает возможность рассчитать величины приемных сигналов на частотах, формирующих левую асимптоту кривой зондирования, и далее, пользуясь имеющимися теоретическими кривыми, рассчитанными для различных типов разрезов, определить диапазон изменения амплитуд приемных сигналов и, следовательно, найти требуемую величину динамического диапазона аппаратуры.

Анализ теоретических кривых частотных зондирования показывает, что динамический диапазон изменения амплитуд приемных сигналов относительно невелик. В случае двуслойных разрезов типа $\rho_2 > \rho_1$ (а также для трехслойных разрезов типа А и К), минимальная величина приемного сигнала $\Delta V_{\min} \geq \frac{\Delta V_a}{2}$, где ΔV_a — величина сигнала на частотах $f > f_B$ из (96). Максимальная величина сигнала зависит от величины отношения r/h_1 и при оптимальных ее значениях не превышает $(3 + 4) \Delta V_a$.

Для двуслойных разрезов типа $\rho_2 < \rho_1$, максимальная величина приемных сигналов $\Delta V_{\max} = 1,2 \Delta V_a$, а минимальная $\Delta V_{\min} = 0,1 \Delta V_a$.

Для трехслойных разрезов типа II и Q значения $\Delta V_{\max} < 1,2 \Delta V_a$, а величина ΔV_{\min} изменяется в более широких пределах и может достигать значений $0,1 \Delta V_a$ и менее. Поэтому при регистрации двуслойных кривых типа $\rho_2 < \rho_1$ и трехслойных кривых типа II и Q необходим значительно больший динамический диапазон приемной аппаратуры, равный не менее 30 дБ.

Определим далее значения величин геосигналов ΔV_a , измеряемых при зондированиях двуслойных структур, и найдем требуемые параметры аппаратуры.

На рис. 22 приведены номограмма для расчета значений ΔV_a при зондированиях по компоненте поля E_x . Номограмма построена для следующих параметров установки ($h_1 = H$): $r/H = 4$, $AB = H$ и $MN = 1/4 H$. Величина I принята равной одному амперу. В случае изменения значений AB , MN и I , величины сигналов, определяемые по номограмме, будут изменяться пропорционально. На рисунке по оси абсцисс отложены в логарифмическом масштабе значения мощностей осадочного комплекса H от 10 до 1000 м, по оси ординат в том же масштабе — величины разностей потенциалов ΔV_{E_x} от 10 до 1000 микровольт, снимаемых с концов приемного электрического диполя MN . Прямые оцифрованы значениями удельного сопротивления верхнего слоя ρ_1 в Ом·м.

При определении мощности генераторной установки решающее значение имеет величина переходного сопротивления заземления линии AB , которое обычно составляет величину от 10 до 200 Ом. Поэтому мощность генераторной установки должна быть порядка 400–500 Вт. Генераторная установка такой мощности уже не может представлять собой мобильное и экономичное устройство, что требуется в первую очередь для реализации всех преимуществ метода НЧЗ. В связи с этим, в настоящее время мощность переносной генераторной установки ограничивается величиной порядка 200 Вт. При этом для регистрации электрической компоненты поля пороговая чувствительность приемной установки должна быть порядка 20–30 мкВ. Аналогичным образом определяются величины приемных сигналов при регистрации вертикальной составляющей магнитного поля.

На рис. 23 приведена номограмма для расчета величины ΔV_{H_z} . Она построена для установки, имеющей параметры: $r/H = 4$, $AB = H$, $S \approx 5000 \text{ м}^2$, а I равно одному амперу. При этом определяемые по номограмме величины пропорциональны соответствующим изменениям величин AB , S и I . Как видно из номограммы, величины приемных сигналов при зондированиях по магнитной компоненте поля при прочих равных условиях значительно меньше величин сигналов, измеряемых при зондировании по электрической компоненте поля. Отметим, что резкое увеличение диапазона изменения величин прием-

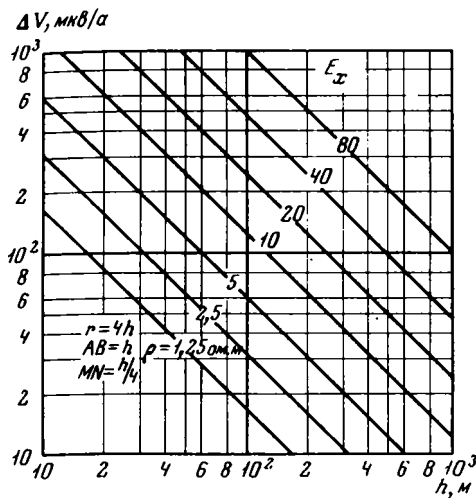
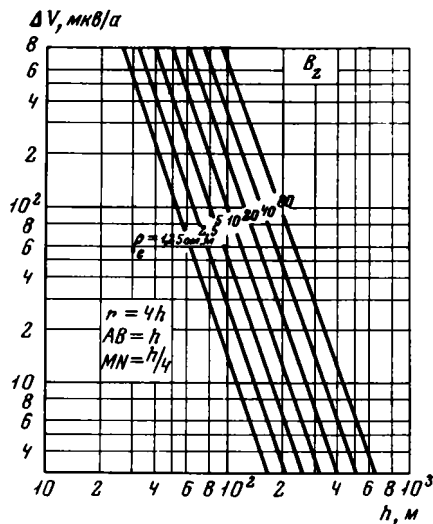


Рис. 22. Номограмма для определения амплитуды измеряемых сигналов при частотных зондированиях

Пояснения см. в тексте

Рис. 23. Номограмма для определения амплитуды измеряемых сигналов при частотных электромагнитных зондированиях

Пояснения см. в тексте



ных сигналов магнитной компоненты поля, определяемых по номограмме рис.23, по сравнению с сигналами, измеряемыми при зондированиях по электрической компоненте поля, обусловлено тем, что при расчете этой номограммы были выбраны постоянные геометрические размеры приемной рамки S . Таким образом, пороговая чувствительность приемной установки при зондированиях по магнитной составляющей поля должна быть не хуже единиц микровольт. Следовательно, для обеспечения регистрации обеих компонент поля приемная установка станции для непрерывного частотного зондирования должна иметь пороговую чувствительность порядка 3–5 мкВ, динамический диапазон – не менее 30 дБ, а мощность генераторной установки должна быть не менее 100 Вт.

БЛОК-СХЕМА АППАРАТУРЫ И ЕЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Блок-схема аппаратуры станции НЧЗ–64 приведена на рис.24. Основные ее узлы – задающий генератор с изменяющейся во времени частотой (1), автоматический регулятор силы тока в линии АВ (2), усилитель мощности (3), регистратор силы тока в линии АВ (4) и выпрямитель (5).

Принцип работы аппаратуры генераторной установки заключается в следующем. Синусоидальное напряжение изменяющейся во времени частоты, снимаемое с выхода задающего генератора (1), проходит через автоматический регулятор напряжения (2) и подается на усилитель мощности (3), подключенный к питающему диполю АВ. Последовательно в цепи питающего тока на выходе усилителя мощности помещен калиброванный резистор r . Падение напряжения на r , пропорциональное силе питающего тока, выпрямляется в выпрямителе (5) и подается на управляющее устройство (2). Коэффициент

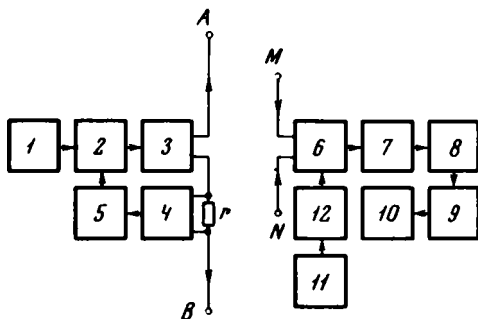


Рис. 24. Блок-схема аппаратуры станции НЧЗ-64
Пояснения см. в тексте

усиления в этом устройстве обратно пропорционален величине падения напряжения на резисторе r . Поэтому с помощью регулятора (2) сила тока в питающем диполе АВ поддерживается постоянной в широком диапазоне рабочих частот. Регистратор (4) служит для записи силы тока в течение всего зондирования.

Геосигнал, снимаемый с концов диполя MN или S, подается на первый усилительный каскад (6). Между первым усилительным каскадом (6) и вторым усилительным каскадом (8) помещен полосовой LC-фильтр (7), служащий для фильтрации принимаемых сигналов от помех, а также от составляющих шумов первого усилительного каскада (6), лежащих за пределами рабочей полосы частот. В дальнейшем приемный сигнал после требуемого усиления в широкополосном усилителе (9) подается на усилитель мощности регистратора (10). Градуировка чувствительности приемно-регистрирующего тракта по амплитуде производится путем подачи последовательно в цепь напряжения (известной амплитуды), снимаемого с калиброванного делителя напряжения (12), который связан с выходом градуировочного генератора (11).

Технические характеристики станции НЧЗ

Генераторная установка

- а) диапазон частот, Гц 60-11000
- б) время девиации частоты в рабочем диапазоне, сек . . . 240
- в) максимальная мощность, Вт 200
- г) максимальный ток в линии АВ, А 2,5
- д) нелинейные искажения тока в линии АВ, % не более 3
- е) точность измерения тока, % не хуже 1,5

Приемная установка

- а) диапазон частот измеряемых сигналов, Гц 70-10 000
- б) амплитуда измеряемых сигналов, мкВ 5 - 500
- в) уровень собственных шумов, приведенный к входу, мкВ не более 1
- г) погрешность при измерении амплитуд геосигналов, % не более $\pm 1,5$
- д) способ регистрации сигналов автоматическая запись на ленту перописца Н-349

Принципиальные схемы аппаратуры описаны в заводской инструкции по эксплуатации, прилагаемой к станции НЧЗ-64.

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ПОЛЕВЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Полевые исследования методом НЧЗ проводятся следующим образом. Пункт зондирования располагается в центре разноса, величина которого выбирается равной трем-четырем предполагаемым глубинам исследования. Линия АВ располагается перпендикулярно к направлению на измерительную установку. При отклонении линии на угол, больший $3-5^{\circ}$, в полученные данные необходимо вводить поправки, определяемые с помощью приведенных выше номограмм Л.Л. Ваньяна (см. рис. 20 и 21). Измерительная линия MN также располагается перпендикулярно направлению на генераторную установку. После размещения на местности установки АВ-MN к линии АВ подключается генераторная установка, а к линии MN-измерительная установка, и между ними устанавливается двухсторонняя радиосвязь.

ПРОВЕРКА ГОТОВНОСТИ АППАРАТУРЫ К ЗОНДИРОВАНИЮ

Генераторная установка

а. С помощью омметра определяется величина переходного сопротивления R линии АВ и производится согласование выхода усилителя мощности с питающим диполем. Величина R не должна выходить за пределы $20 \pm 200 \text{ Ом}$, а сила тока в диполе АВ должна быть равна $0,5 \pm 2,5 \text{ А}$.

б. Включается аппаратура, проверяются наличие тока в линии АВ и работа задающего генератора и перописца.

в. По окончании проверки сообщают на приемную установку по радио о готовности к работе.

Приемная установка

а. Аппаратура приемной установки подключается к линии MN или рамке S и проводится проверка прохождения градуировочного сигнала через измерительные цепи (линию MN, петлю S) и усилительный тракт. Определяется уровень помех и производится их запись на ленту перописца в течение $15-30 \text{ сек}$.

в. По окончании проверки сообщают по радио на генераторную установку о готовности к работе.

РАБОЧИЙ ЦИКЛ ИЗМЕРЕНИЙ

При непрерывных частотных зондированиях возникает необходимость в строгом согласовании не только моментов начала и конца записей, но и в обеспечении постоянства скорости движения лент обоих регистрирующих устройств, которая обеспечивается благодаря использованию в лентопротяжных механизмах синхронных электрических моторов, питаемых стабилизированным по частоте переменным током.

Согласование моментов начала и конца записи должно быть обеспечено с точностью порядка двух секунд, что составляет около 1% от общего времени регистрации кривых, равного 240 сек. Оно может быть достигнуто двумя способами. Первый из них условно назовем способом "пассивного" согласования. Он заключается в следующем. Частотная характеристика приемной установки в диапазоне частот $100 \text{ Гц} - 8 \text{ кГц}$ - плоская и имеет неравномерность, не превышающую $\pm 1,5 \text{ дБ}$. На границах частотного диапазона в области $70 \pm 80 \text{ Гц}$ и $9 \pm 10 \text{ кГц}$ она имеет достаточно крутые склоны. Частотный диапазон генераторной установки несколько шире и равен $60 \text{ Гц} \pm 11 \text{ кГц}$. Эта особенность строения частотной характеристики

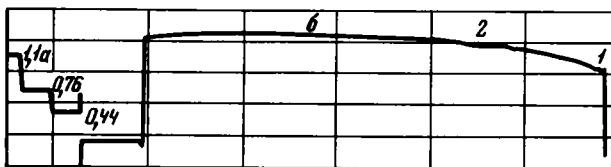
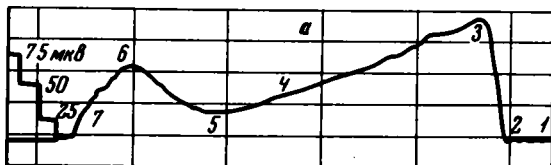


Рис. 25. Запись кривой НЧЗ типа Н (а) и соответствующая ей запись тока в линии АВ (б)
Пояснения см. в тексте

используется для калибровки по частоте записи кривой на приемной установке, которая осуществляется следующим образом.

На генераторной установке во время рабочего цикла измерений в питающий диполь АВ сначала включают ток на фиксированной частоте равной 11 кГц, а устройство для девиации частоты тока выключают. Включают перописец приемной установки и начинают запись кривой, соответствующей нулевому уровню измеряемого геосигнала (плюс помеха), поскольку геосигнал, имеющий частоту 11 кГц, подавляется полосовым фильтром приемной установки. Через 10–15 сек. после включения перописца приемной установки на генераторной установке включается автоматическое устройство, осуществляющее девиацию частоты питающего тока. В процессе изменения частота тока проходит значения от 11 кГц в начале записи до 60 Гц в конце ее. Полоса прозрачности полосового фильтра приемной установки равна 70 Гц – 10 кГц. Поэтому амплитуда принимаемого геосигнала в процессе регистрации по мере приближения частоты питающего тока к значению, равному 10 кГц, резко, почти скачкообразно, возрастает, а в конце записи (на частоте 70 Гц) уровень сигнала столь же резко уменьшается.

На рис. 25,а в качестве примера приведена запись кривой НЧЗ по составляющей поля H_z , полученная в Московской области, а на рис. 25,б – соответствующая ей запись тока в линии АВ. Скорость движения ленты перописца составляла 1800 мм/час. Частота тока изменялась по показательному закону, так что по оси абсцисс значения частот отсчитываются в логарифмическом масштабе, а значения амплитуд по оси ординат – в линейном. Участок кривой 1–2 (оцифровка участков нанесена на оси абсцисс) соответствует нулевой линии. Подъем кривой начинается на частоте около 10,5 кГц и оканчивается на частоте 9 кГц. (В точке 3 снимается значение приемного сигнала, необходимое для определения удельного сопротивления первого слоя). Полого падающая ветвь на участке 3–4 характеризует тип кривой. Наконец, отметим минимум кривой в точке 5 и максимум ее правой ветви в точке 6, после которой в соответствии с теорией начинается падение амплитуды принимаемого сигнала. (В точке 7 частота равна 80 Гц). В конце ленты приведена градуировка записи сигнала в микровольтах.

Что же касается записи кривой тока, то она свидетельствует о том, что амплитуда тока в линии АВ в данном случае мало зависела от частоты, за исключением начального участка записи (1–2), соответствующего высоким частотам, на которых входное сопротивление диполя повышалось, в то время как мощность генератора тока оставалась неизменной. В конце ленты приведена градуировка силы тока в амперах.

Таким образом, запись приемного геосигнала на краях диапазона при использовании такой методики измерения оказывается автоматически прокалиброванной по частоте. Что же касается промежуточных значений частоты, то, поскольку движение ленты осуществляется с постоянной скоро-

стью, они наносятся на ленту с помощью специальной масштабной линейки, описание которой будет дано ниже. Лента с записью питающего тока по частоте не калибруется, поскольку начало записи соответствует моменту включения устройства для девиации частоты, а конец – выключению тока в линии АВ.

Второй способ – способ так называемого “активного” согласования – состоит в том, что включение перописцев обеих установок и устройства для девиации тока осуществляется одновременно по команде, подаваемой по радио с генераторной установки. Конец записи отмечается путем выключения тока. Второй способ синхронизации обеспечивает несколько большую точность, особенно в тех случаях, когда запись геосигнала производится при наличии помех.

ГРАДУИРОВОЧНЫЙ ЦИКЛ ИЗМЕРЕНИЙ

Градуировочный цикл измерений необходим для калибровки записей тока и приемного сигнала по амплитуде. Для этого на генераторной установке после окончания рабочего цикла снова включают ток в линию АВ и производят три–четыре записи различных значений тока на частотах 100, 1000 и 10 000 Гц. Калибровка должна соответствовать минимальному, среднему и максимальному значениям тока, зарегистрированным во время рабочего цикла измерений. Значения градуировочного тока в амперах считываются со шкалы стрелочного измерительного прибора первого класса точности, расположенного на панели усилителя мощности и наносятся на ленту. По полученным данным строится градуировочная кривая, с помощью которой калибруется вся запись тока.

Аналогичным способом градуируется запись приемного сигнала. Для этого по окончании рабочего цикла измерений на приемной установке включается градуировочный генератор и на ленту наносятся три–четыре значения калиброванного сигнала, соответствующие минимальному, промежуточному и максимальному значению амплитуды геосигнала.

Калибровка записей силы питающего тока в амперах и амплитуды геосигнала в микровольтах еще не обеспечивает всех данных, необходимых для построения кривых НЧЗ, поскольку записи должны быть прокалиброваны не только по амплитуде, но и по частоте. Для этой цели используется масштабная логарифмическая линейка с непрерывно изменяющимся модулем (рис. 26). Минимальное (M_{\min}) и максимальное (M_{\max}) значения модуля выбраны таким образом, чтобы длина записей тока и приемного сигнала между отметками 70 Гц и 10 кГц соответствовала среднему значению модуля на линейке. После совмещения линий на линейке (с отметками 70 Гц и 10 кГц) с началом и концом записи на ленте производится определение положения экстремальных точек кривой на частотной оси и некоторого количества промежуточных точек, необходимых для построения кривой НЧЗ. При этом на характерные участки кривой шкала частот наносится с шагом,

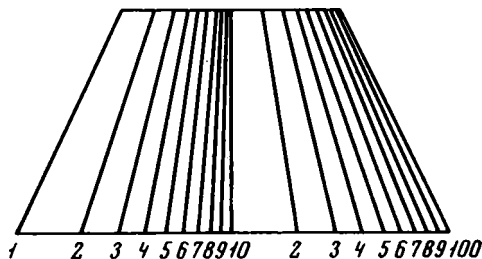


Рис. 26. Масштабная логарифмическая линейка с непрерывно изменяющимся модулем

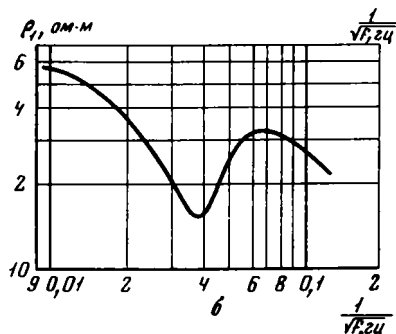
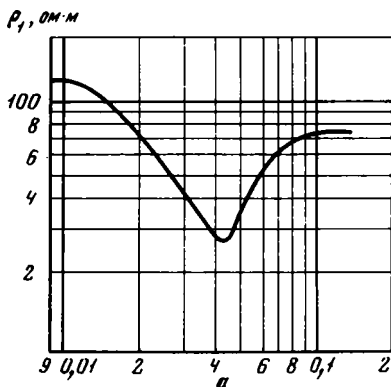


Рис.27. Результаты интерпретации кривой НЧЗ типа Н, полученной у дер. Жостово (Мытищинский район Московской области)

| | |
|---------------------------------------|----------------------|
| Палетка 1/8 - 1 - ∞; $r/h_1 = 13,4$; | |
| $h_1 = 41$ м | $\rho_1 = 50$ Ом·м |
| $h_2 = 41$ м | $\rho_2 = 6,3$ Ом·м |
| $h_3 = \infty$ | $\rho_3 = \infty$ |
| <hr/> | |
| $H = 82$ м | $\rho_l = 11,2$ Ом·м |

ток $I = 1$ А, $r = 550$ м;

a - для составляющей поля E_x , $AB = 200$ м, $MN = 8,6$ м, $\Delta V_{\max} = 190$ мкВ, $\Delta V_{\min} = 44$ мкВ; b - для составляющей поля H_z , $AB = 200$ м, $S = 1920$ м², $\Delta V_{\max} = 120$ мкВ, $\Delta V_{\min} = 34$ мкВ

обеспечивающим требуемую точность их воспроизведения. В выбранных точках записи, соответствующих одинаковому ряду частот на обеих лентах, определяются значения силы питающего тока в амперах и величины приемных сигналов ΔV в микровольтах, после чего вычисляются значения ρ_k на различных частотах, производится построение кривой НЧЗ и ее интерпретация (рис. 27, а, б).

РАДИАЛЬНЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ЗОНДИРОВАНИЯ

Выше было показано, что вследствие ограниченного диапазона рабочих частот кривые частотного зондирования нередко записываются лишь частично и не выходят на асимптоты. С такого рода случаями мы сталкиваемся, например, при решении задач, связанных с исследованием строения верхних горизонтов геоэлектрического разреза, имеющих малые мощности или большие значения удельных сопротивлений (гидрогеологические задачи), а также с исследованием низкоомных разрезов (рудная геофизика), причем, при зондировании высокоомных разрезов не регистрируются левые асимптотические ветви кривых, а при зондировании низкоомных разрезов - правые ветви.

Из формулы (96) следует, что для определения методами ЧЗ и НЧЗ параметров верхнего слоя, имеющего сравнительно большую мощность, равную, например, 10 м, и удельное сопротивление 100 Ом·м, необходимо, чтобы верхняя граница частотного диапазона лежала в области частот порядка $2 \div 4$ МГц. При проведении исследований методом ЧЗ на таких частотах

помимо чисто технических трудностей возникает также целый ряд других, связанных с необходимостью учета частотных характеристик питающей и приемных цепей, диэлектрической проницаемости горных пород и др.

Определим нижнюю границу частотного диапазона, необходимую для исследования низкоомных разрезов. Зададимся, например, следующими параметрами двуслойного разреза типа: $\rho_2 = \infty$; $h_1 = 100$ м, $\rho_1 = 5$ Ом·м и $r/h_1 = 4$.

Используя формулы (96) и (97) получим: $f_B = 1250$ Гц и $f_H = 25$ Гц.

Следовательно, в рассматриваемом случае нижняя граница частотного диапазона находится за пределами диапазона рабочих частот станции НЧЗ.

Для проведения частотных зондирований в таких условиях необходимо использовать другую методику полевых исследований, получившую название радиальных или дистанционных частотных зондирований, сущность которой состоит в следующем. На поверхности земли в пункте исследования на расстоянии, много меньшем предполагаемой глубины исследования, располагаются генераторная и приемная установки, после чего проводится измерение геосигнала на одной из частот рабочего диапазона. В дальнейшем, аналогично известной методике зондирований на постоянном токе, измерения проводятся при постоянном значении частоты последовательно на различных расстояниях r от генераторной установки. В качестве питающей и приемной линий могут быть использованы различные установки для зондирования. При этом изменение параметров установки по мере увеличения должно производиться в том случае, когда уровень принимаемых сигналов окажется недостаточным для его уверенной регистрации.

Выбор частоты f при проведении радиальных зондирований производится в зависимости от значения среднего продольного сопротивления ρ_l изучаемой толщи. При этом предполагается, что глубина проникновения поля h в толщу изучаемого разреза равна мощности скин-слоя h_c , определяемой по формуле (89).

По результатам измерений при радиальных зондированиях строят кривые, выражающие зависимость величины кажущегося удельного сопротивления на переменном токе $\tilde{\rho}_k$, определяемой по (90), от величины разноса (λ_1/r). Интерпретация кривых радиальных зондирований производится с помощью палеток для частотных зондирований, построенных таким образом, что по оси абсцисс вместо значения λ_1/h_1 откладывается значение λ_1/r .

Основное преимущество радиальных частотных зондирований по сравнению с методами постоянного тока ВЭЗ и ДЭЗ заключается в возможности изучения осадочных толщ, содержащих горизонты высокого сопротивления, а также фундамента. Кроме того, при этом значительно уменьшаются требуемые величины разносов r .

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

При проведении исследований методом частотных зондирований регистрация кривых производится с погрешностью, величина которой определяется, в основном, действием помех и нестабильностью характеристик аппаратуры.

По данным Киевской геофизической комплексной экспедиции, средняя относительная погрешность полевых измерений, проведенных с помощью аппаратуры НЧЗ, составляет 4,6%.

$$\sigma = \frac{\sum \frac{\rho_{\text{осн}} - \rho_{\text{конт}}}{\rho_{\text{ср}}}}{m} \cdot 100\%.$$

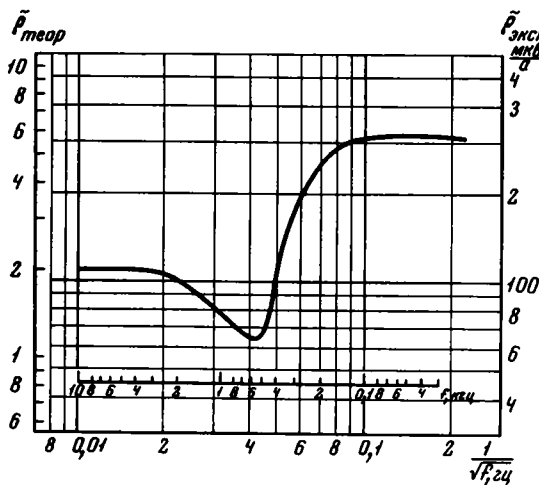


Рис. 28. Экспериментальная двуслойная кривая типа $\rho_2 = \infty$ для составляющей поля E_x

Пояснения см. в тексте

Здесь $\rho_{\text{осн}}$ — значения $\tilde{\rho}_k$, определенные при основных измерениях, $\rho_{\text{конт}}$ — то же при контрольных измерениях, а $\rho_{\text{ср}}$ — среднее значение $\tilde{\rho}_k$; m — число измерений.

Несмотря на то, что средняя относительная погрешность при регистрации кривых НЧЗ сравнительно невелика, необходимо осуществлять регулярный контроль качества получаемых полевых материалов.

Описываемый ниже способ контроля основан на использовании особенностей строения кривых ЧЗ и заключается в следующем. Как известно, форма кривых частотного зондирования зависит только от строения изучаемого геоэлектрического разреза, т.е. от относительных величин мощностей и отношения удельных сопротивлений отдельных слоев разреза и величины разноса r и не зависит от абсолютной величины мощностей и удельных сопротивлений этих слоев, выражающихся в метрах и ом-метрах, поскольку они определяют только диапазон частот, необходимый в соответствии с (96) и (97) для регистрации кривых, но не форму последних. Поэтому в случае появления систематической ошибки при определении величины $\tilde{\rho}_k$ при зондированиях форма кривых НЧЗ окажется неизменной.

Будем исходить в дальнейшем из того, что экспериментальная кривая может быть практически полностью совмещена с одной из теоретических кривых. При этом условия величина ρ_1 , определяемая по левой асимптотической ветви экспериментальной кривой, должна совпадать с величиной ρ_1 , определяемой по значениям λ_1/h_1 в одной из точек теоретической кривой, совпадающей с соответствующей точкой экспериментальной кривой, значение частоты в которой известно. Величина разноса r при зондировании задается. Известно и отношение r/h_1 , определяемое с помощью палетки, совмещенной с экспериментальной кривой. Поэтому, проводя интерпретацию экспериментальной кривой с помощью палетки, можно определить значение мощностей отдельных слоев разреза, например мощности h_1 первого слоя, даже в тех случаях, когда абсолютные значения величин $\tilde{\rho}_k$, отложенные по оси ординат экспериментальной кривой по тем или иным причинам были определены с систематической ошибкой. Далее, располагая данными о величине h_1 , с помощью той же палетки определяем значение абсциссы λ_1/h_1 любой характерной точки кривой и вычисляем значение ρ_1 . Отметим, что значение частоты f в любой точке экспериментальной кривой известно с большой точностью, значительно превышающей точность определения величины $\tilde{\rho}_k$. Вычисленное значение ρ_1 сопоставляется в дальнейшем со значением этой величины, определенной экспериментальным путем, и в случае расхождения между этими величинами производится анализ причин, обусловивших появление систематической ошибки при измерениях.

В качестве примера проведем определение величины ρ_1 путем анализа строения двуслойной экспериментальной кривой типа $\rho_2 = \infty$, приведенной на рис. 28. Данная кривая записана при разносе $r = 800\text{м}$, а величина r/h_1 , определенная с помощью двуслойной теоретической кривой, равна 5,6.

Следовательно, величина мощности первого слоя h_1 будет равна 143 м. Значение частоты в минимуме кривой составляет около 560 Гц.

Значение $a = \lambda_1 / h_1$, определенное по палетке, в точке минимума кривой при $r/h_1 = 5,6$, равно, например, 5,1. Поскольку длина волны в метрах равна

$$\lambda_{\min} = \sqrt{\frac{10^7 \rho_1}{f_{\min}}}, \quad (99)$$

а из (99):

$$\rho_1 = 10^{-7} a^2 h_1^2 f_{\min},$$

то величина ρ_1 будет равна 29,8 Ом·м.

Значение ρ_1 , определенное по экспериментальной кривой, равно 29 Ом·м. Следовательно, в рассматриваемом случае значение удельного сопротивления первого слоя ρ_1 было определено экспериментальным путем с погрешностью, не превышающей 2,7%.

Аналогичным образом проводится анализ многослойных кривых. Для этого используются соответствующие многослойные теоретические кривые, по которым определяются значения a в характерных точках кривых.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОЛЕВОГО МАТЕРИАЛА

При проведении исследований методом НЧЗ вследствие его высокой производительности возникает необходимость в предварительном анализе экспериментальных кривых непосредственно в полевых условиях, что позволяет не только своевременно выбрать оптимальные параметры установки для зондирования, но и сделать оценку качества получаемого материала. Приводимые ниже формулы и графики, которые могут быть использованы для этой цели, получены в результате анализа строения теоретических кривых частотного зондирования. Достаточно простая и эффективная методика интерпретации трехслойных кривых типа А, К и Q описана в работах А.Н. Тихонова и Д.Н. Шахсуварова (1959), А.Н. Тихонова и Б.С. Эненштейна (1962) и Б.С. Эненштейна (1957, 1966 а, б, в, 1967). Поэтому в качестве примера проведем анализ только двуслойных и трехслойных кривых типа Н.

ДВУСЛОЙНЫЕ КРИВЫЕ ТИПА $\rho_2 < \rho_1$

Кривые рассматриваемого типа приведены на рис. 29. Они рассчитываются для различных значений r/h_1 и $\mu_2 = 1/8$. Отметим, что строение этих кривых, как для ρ_2 , так и для ρ_M , мало зависит от величины разности r и значений $\mu_2 < 1/8$. Поэтому характерными признаками их строения являются только абсцисса точки пересечения падающей правой ветви кривых с осью $\rho_2 / \rho_1 = 1$, равная

$$\lambda_1 / h_1 \approx 8, \quad (100)$$

и угол наклона правой ветви ϕ относительно оси ординат, зависящий от величины μ_2 следующим образом:

$$\lg \phi = 1,845 - 0,2 \lg(1/\mu_2). \quad (101)$$

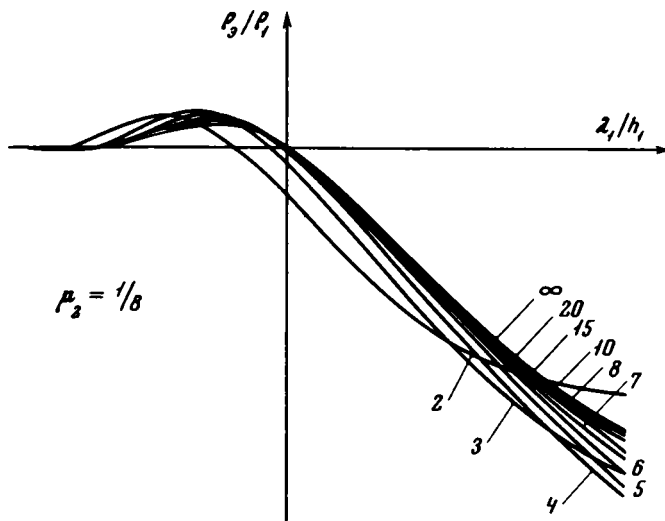


Рис. 29. Двуслойные теоретические кривые типа $\rho_2 < \rho_1$
Пояснения см. в тексте

ДВУСЛОЙНЫЕ КРИВЫЕ ТИПА $\rho_2 > \rho_1$

Кривые такого типа имеют более сложное строение, зависящее от величины разноса r и значения μ_2 [45].

Рассмотрим двуслойные кривые типа $\rho_2 = \infty$, приведенные на рис. 30. Будем в дальнейшем считать, что они построены в билогарифмическом масштабе с модулем 10 см. Введем следующие обозначения: A - амплитуда правой ветви экспериментальной кривой в см, причем ρ_{\max} и ρ_{\min} - значения $\tilde{\rho}_\omega$ в точках максимума и минимума кривой. Кривая 1 соответствует кривой H_z , а кривая 2 - E_x . При оптимальных разносах ($3 < r/h_1 < 5$), имеем:

$$\rho_1 = \rho_{\min} \frac{12,5}{13-A}. \quad (102)$$

Отметим, что значение амплитуды в точке максимума ρ_{\max} зависит от r/h_1 таким образом, что величина $2\rho_{\max}/\rho_1$ с точностью до коэффициента K равняется значению r/h_1 .

$$r/h_1 \approx 2K \frac{\rho_{\max}}{\rho_1}, \quad (103)$$

где $K \approx 0,9$ для кривых E_x и $K \approx 1,1$ для кривых H_z (Иванов и др., 1966). Зависимость величины K в (103) от r/h_1 при $\mu_2 \neq \infty$ видна из графика на рис. 31.

Значение r/h_1 можно также определять по кривым H_z с помощью следующих формул:

$$r/h_1 = A^{0,88} \quad \text{при } A \leq 6 \text{ см}; \quad (104)$$

$$r/h_1 = \frac{A}{2-0,122A} \quad \text{при } A > 6 \text{ см}. \quad (105)$$

Рассмотрим зависимость абсциссы минимума кривой от h_1 и ρ_1 . При оптимальных разносах ($3 < r/h_1 < 5$) для кривых H_z имеем:

$$h_1 = \frac{\sqrt{10^7 \rho_1}}{\beta} \frac{1}{\sqrt{f_{\min}}} \quad (\text{в метрах}), \quad (106)$$

где $\beta = 0,26 A + 2,4$. (Величины A везде измеряются в сантиметрах).

Используя параметр ρ_{\max} и учитывая, что

$$r/h_1 = \left[K \left(\frac{\lambda_1}{h_1} \right)_{\max} \right]^{1,88}, \quad (107)$$

где $K = 0,31$ для кривой H_z и $K = 0,175$ для кривой E_x , из (107) получим:

$$\rho_1 = 10^{-6} C h^{0,89} r^{1,11} f_{\max} \quad (\text{Ом} \cdot \text{м}), \quad (108)$$

где $C = 3,26$ для кривой E_x и $C = 1,10$ для кривых H_z .

Следовательно,

$$h_1 = 10^6 D r^{-1,25} \left(\frac{\rho_1}{f_{\max}} \right)^{1,125} \quad (\text{в метрах}), \quad (109)$$

где $D = 1,36$ для кривых E_x и $D = 5,10$ для кривых H_z .

Формулы (108) и (109), содержащие члены с дробными показателями степеней, могут быть упрощены. При этом, как показывает анализ, погрешность вычислений возрастает практически незначительно. Поэтому, выражая связь между величинами r/h_1 и λ_{\max}/h_1 в (107) на ограниченном интер-

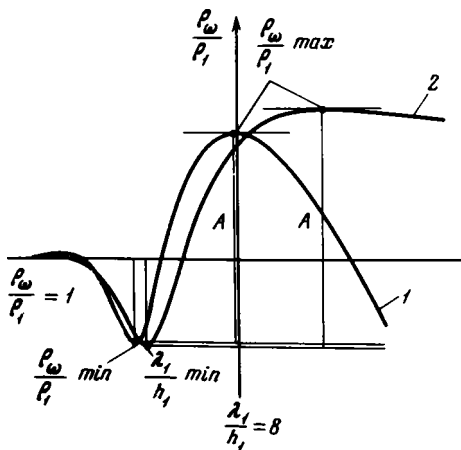


Рис.30. Двуслойные теоретические кривые типа $\rho_2 = \infty$

Пояснения см. в тексте

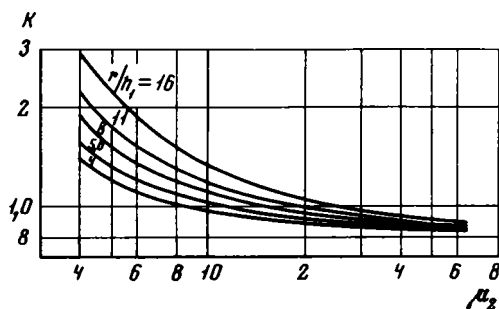


Рис.31. График зависимости коэффициента K от μ_2 при различных значениях r/h_1

вале значений $2,5 \leq r/h_1 \leq 5,5$ с помощью линейной функции, получим для компоненты поля H_z :

$$h_1 = (2,51 \cdot 10^3 \sqrt{\rho_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_{\max}}} - r) \cdot 0,71 \text{ (в метрах)}. \quad (110)$$

Рассмотрим весьма важный вопрос относительно возможности раздельного определения параметров h_1 и ρ_1 двуслойного геоэлектрического разреза в тех случаях, когда мы располагаем правой ветвью кривой H_z , имеющей только один максимум с координатами f_{\max} и ρ_{\max} . С такого рода случаями приходится сталкиваться на практике при изучении малых глубин или высокоомных геоэлектрических разрезов.

Подставляя: значение ρ_1 из (103) в (107), получим:

$$h_1^{0,125} = N = 0,85 \cdot 10^{-7} r^{2,375} \left(\frac{f_{\max}}{\rho_{\max}} \right)^{1,125}; \quad h_1 = N^8. \quad (111)$$

Очевидно, что формула (111), в которую величина h_1 входит с таким малым по величине показателем степени, не может иметь практического значения, поскольку для обеспечения определения h_1 с погрешностью, равной, например, 5% величины f_{\max} , необходимо ρ_{\max} и r измерять с точностью порядка 0,3%, тогда как даже по теоретическим кривым они могут быть определены с ошибками порядка 1%. Это естественно, ибо значения координат f_{\max} и ρ_{\max} точки максимума кривой, зависят главным образом от величины S .

Напротив, по значениям координат точки минимума кривой с погрешностью $\delta = \pm 6\%$ величину h_1 можно определить по формуле:

$$h_1 \approx 1,11 \cdot 10^3 \sqrt{\rho_{\min}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_{\min}}} \text{ (в метрах)}. \quad (112)$$

Очевидно, что формулы (100) и (101), описывающие особенности строения верхней части разреза типа $\rho_2 < \rho_1$, могут быть использованы также и для определения параметров верхнего слоя по левым ветвям кривых типа Н и Q.

Приведем в качестве примера анализ экспериментальных кривых, близких по строению к двуслойным. На рис. 32 представлены экспериментальные кривые частотного зондирования по магнитной составляющей поля, полученные в пределах Украинского кристаллического щита. Кривые записаны при значениях $r = 900$ м (кривая 1) и $r = 1500$ м (кривая 2).

Согласно имеющимся сведениям о геологическом строении осадочного чехла в районе зондирования геоэлектрическую структуру можно рассматривать как двуслойную, в которой мощность рыхлых отложений, перекрывающих кристаллические породы, не превышает 100 м, а в пункте зондирования равна 95 м. Из экспериментальной кривой 2 величина A определяется равной 11 см. Из (105) имеем

$$r/h_1 = 16,7 \text{ и } h_1 = 90 \text{ м.}$$

То же значение h_1 находим и при интерпретации кривой 1.

Таким образом, погрешность в определении глубины залегания фундамента в данном пункте зондирования описанным выше способом не превышает 5%.

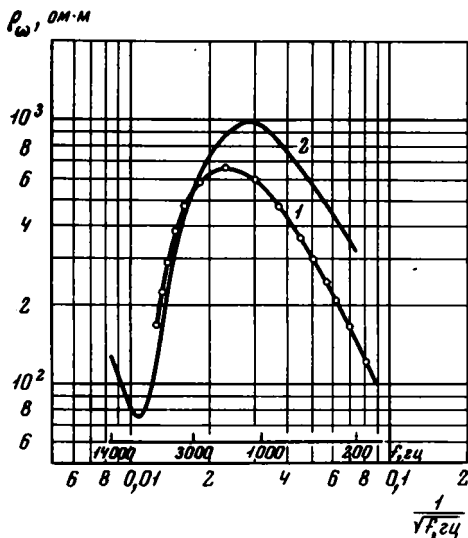


Рис.32. Экспериментальные двуслойные кривые частотного зондирования, полученные в пределах Украинского кристаллического шита при $r = 900$ м (кривая 1) и $r = 1500$ м (кривая 2)

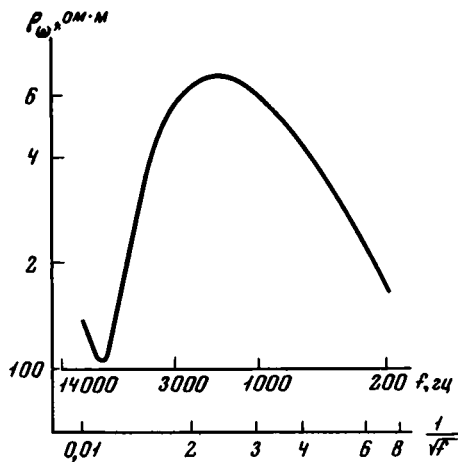


Рис.33. Экспериментальная двуслойная кривая частотного зондирования, полученная в Воронежской области при $r = 800$ м

Значение удельного сопротивления осадочных пород, вычисленное по (102), равно $150 \text{ Ом} \cdot \text{м}$, а средняя продольная проводимость $\sigma = 0,6 \text{ См}$. Такое же значение σ определяется по палеткам.

На рис. 33 приведена кривая, полученная в Воронежской области при $r = 800$ м. Величина A здесь определяется равной $7,7 \text{ см}$. Следовательно, по формуле (105)

$$r/h_1 = 7,25 \text{ и } h_1 \approx 110 \text{ м.}$$

Скважина вскрыла фундамент на глубине 115 м . Таким образом, ошибка в определении h_1 и в этом случае не превысила 5% .

Приведенные примеры показывают, что анализ кривых описанным выше способом дает возможность вполне удовлетворительного определения параметров двуслойного разреза.

ТРЕХСЛОЙНЫЕ КРИВЫЕ ТИПА Н

Трехслойные частотные кривые типа Н рассчитываются для двух параметров: $\mu = \rho_2/\rho_1$ и $\nu = h_2/h_1$, где h_2 и h_1 — мощности второго и первого слоев разреза, а ρ_2 и ρ_1 — их удельные сопротивления. Мощность и удельное сопротивление третьего слоя — фундамента — принимаются равными бесконечности. Кривые строятся для различных значений r/h_1 . При проведении анализа кривой типа Н за начало отсчета примем "крест" палетки, имеющий координаты $\rho_k/\rho_1 = 1$ и $\lambda_1/h_1 = 8$. Построение графиков и номограмм будем проводить в логарифмическом масштабе с модулем $6,25 \text{ см}$. На рис. 34 в качестве примера приведена трехслойная теоретическая кривая типа II, рассчитанная для следующих параметров разреза: $\mu = 1/8$ и $\nu = 4$. Как

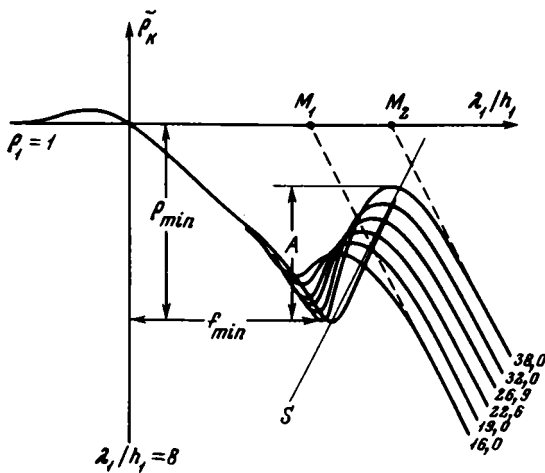


Рис. 34. Теоретическая трехслойная частотная зондированная кривая типа Н

Пояснения см. в тексте

видно из рис. 34, наиболее характерные особенности строения кривых типа Н также связаны с координатами особых точек. Используем ранее принятые обозначения: ρ_{min} – ордината минимума правой восходящей ветки кривой; f_{min} – абсцисса точки минимума кривой, A – амплитуда ее правой ветви; M_1 и M_2 – точки пересечения асимптот ветвей кривых с осью абсцисс.

Исследование характера зависимостей будем проводить не для каждого параметра μ и ν в отдельности, а для параметра $\eta = \mu/\nu = S_1/S_2$, где S_1 и S_2 – продольные проводимости слоев.

При классификации по параметру η все рассчитанные трехслойные кривые типа Н (Ваньян и др., 1964) можно разбить на следующие группы: $\eta = 2; 1; 1/2; 1/4; 1/8; 1/16; 1/32$ и $1/64$. Отметим, что правые ветви кривых, входящих в каждую группу, в результате действия принципа эквивалентности, по своему строению совпадают друг с другом. Отличия в строении левых ветвей кривых, входящих в каждую группу, возрастают с уменьшением η и обусловлены сужением действия принципа эквивалентности, имеющим место при зондированиях на переменном токе.

Для анализа экспериментальных кривых типа Н можно использовать следующие закономерности их строения. На высоких частотах, соответствующих значениям $\lambda_1/h_1 < 2$, кривые этого типа, как и двухслойные, выходят на горизонтальную асимптоту, ордината которой равна значению удельного сопротивления первого слоя ρ_1 . В дальнейшем по мере понижения частоты тока величина $\tilde{\rho}_K$ монотонно убывает до значения $\tilde{\rho}_{min}$, а затем снова возрастает, образуя правую восходящую ветвь кривой.

На рис. 35 приведен график зависимости абсциссы минимума кривой от величины η , построенный для $r/h_1 = \infty$. По оси абсцисс на графике отложены в логарифмическом масштабе значения η . По оси ординат – координата точки f_{min} , измеренная в миллиметрах. За начало отсчета принят "крест" палетки. Кривые оцифрованы значениями μ . Влияние конечной величины r/h_1 на координаты точки f_{min} учитывается с помощью графика, приведенного на рис. 36. По оси абсцисс здесь отложены значения ΔX и ΔY в миллиметрах, на которые необходимо сместить координаты точки f_{min} в сторону уменьшения значений f_{min} и ρ_{min} в зависимости от амплитуды A правой ветви. Из графика видно, что при $A \geq 50$, координаты точки минимума кривых типа Н, рассчитанных для конечных значений r/h_1 , практически совпадают со значениями координат точки f_{min} , рассчитанными для $r/h_1 = \infty$.

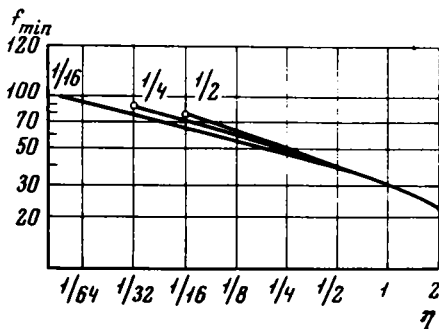


Рис.35. График зависимости абсциссы точки f_{\min} от величины η
 Пояснения см. в тексте

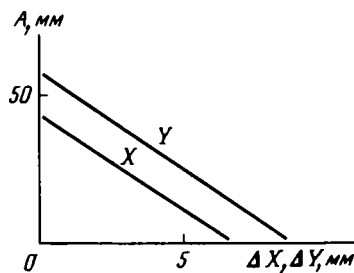


Рис. 36. График для определения поправочных коэффициентов ΔX , ΔY
 Пояснения см. в тексте

Для раздельного определения величин μ и ν могут быть использованы номограммы, приведенные на рис.37 и 38. По осям абсцисс и ординат здесь отложены координаты точек минимума кривых типа Н по составляющим поля E_x (см рис. 37) и H_z (см рис. 38), рассчитанных для значения $r/h_1 = \infty$. Для определения величин μ и ν с помощью этой номограммы "крест" экспериментальной кривой совмещается с нулем номограммы. Влияние конечной величины r/h_1 также учитывается посредством графика, приведенного на рис. 36.

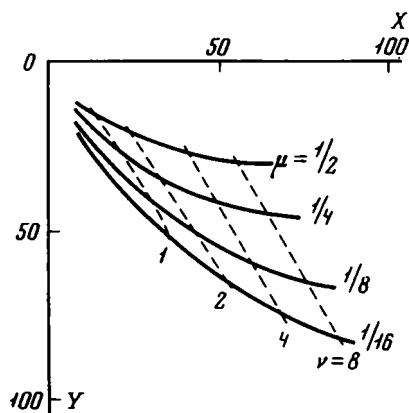


Рис.37. Номограмма для раздельного определения величин μ и ν
 (для составляющей поля E_x)

Пояснения см. в тексте

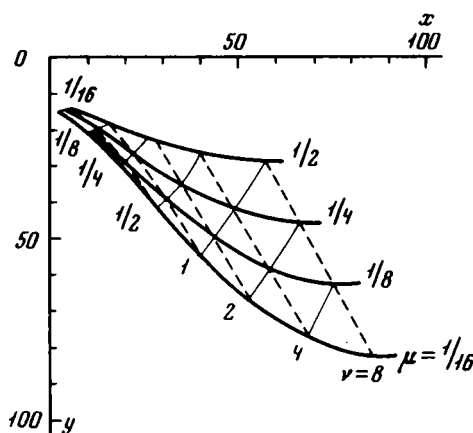


Рис.38. Номограмма для раздельного определения величин μ и ν
 (для составляющей поля H_z)

Пояснения см. в тексте

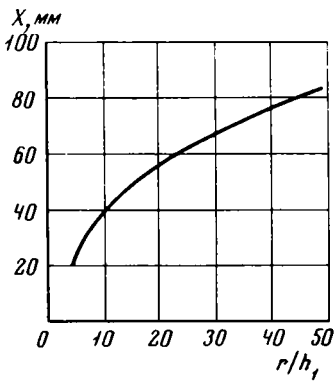


Рис.39. График для определения величины $r \cdot h_1$

Пояснения см. в тексте

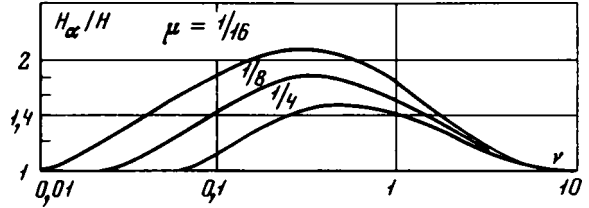


Рис.40. График для определения погрешностей, возникающих при интерпретации кривых типа Н

Пояснения см. в тексте

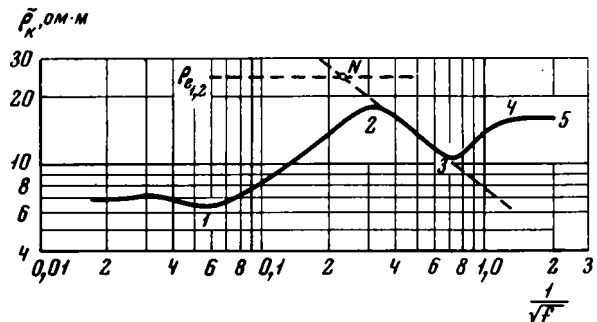
На рис. 39 показан график зависимости абсциссы точки пересечения касательной, проведенной к правой ветви кривой H_z (рис. 34, точка а), с осью $\rho_k/\rho_1 = 1$ от величины r/h_1 . Эта зависимость может быть использована для контроля за определением мощности первого слоя разреза по (100), а также для контроля за величиной разноса r .

Для оценки влияния параметров разреза типа Н на строение кривых частотного зондирования по соображениям удобства практического применения нами использовано не аналитическое, а графическое выражение этих зависимостей, поскольку соответствующие им аналитические выражения имеют достаточно сложный вид.

Исследуем далее возможность определения мощности осадочной толщи разрезов типа Н по правым ветвям двуслойных кривых частотных зондирований, используя для этой цели график, приведенный на рис. 40. На графике по оси абсцисс отложены в логарифмическом масштабе значения $\nu = h_2/h_1$, где h_1 и h_2 - мощности первого и второго слоев разреза, а по оси ординат в том же масштабе - отношение мощности осадочной толщи $H_a = h_1 + h_2$, определенной по формулам (103) + (110), к действительному значению величины H . Кривые оцифрованы значениями μ , равными 1/4, 1/8 и 1/16. Как видно из графика, погрешности при определении величины H по правым

Рис.41. Экспериментальная кривая частотного зондирования типа КН, полученная в районе с.Новопокровка (Актюбинская область)

Пояснения см в тексте



ветвям кривых оказываются порядка 5-7%, начиная со значений $\nu \geq 6$, т.е. в тех случаях, когда мощность верхнего слоя оказывается много меньшей, по сравнению с мощностью всей осадочной толщи, и при $\nu < 0,02$.

В области значений $\nu = 0,1 \div 1,0$ погрешность определения величины H максимальна, в значительной степени начинает зависеть от μ и достигает 200% и более. Еще большие ошибки получаются при определении глубины залегания опорного горизонта, проведенного с помощью описанных выше формул по правым ветвям кривых типа А.

Следовательно, использование формул (103) \div (110) оказывается возможным только для анализа кривых, близких по строению к двуслойным.

В заключение проведем качественный анализ кривой, имеющей сложное строение. На рис. 41 приведена кривая ЧЗ, полученная в районе сел. Новопокровка Актюбинской области. Кривая записана в диапазоне частот 0,3 гц - 1100 гц с помощью аппаратуры для частотных зондирований на дискретных частотах. Величина разноса r равнялась 5 км.

Первый (верхний) слой разреза имеет малую мощность и низкое значение удельного сопротивления (7 Ом·м). Второй слой, имеющий высокое (относительно первого слоя) удельное сопротивление, формирует восходящий участок кривой между точками 1 и 2. Третьему слою низкого удельного сопротивления соответствует ниспадающий участок кривой между точками 2 и 3. Наконец, на кривой отмечается опорный горизонт зондирования - фундамент, имеющий высокое сопротивление (точки 3-5).

Таким образом, строение кривой свидетельствует о том, что геоэлектрический разрез в пункте исследования имеет четырехслойное строение типа КН.

Параметры первого слоя и удельное сопротивление второго определяются с помощью палетки $\rho_2 > \rho_1$, рассчитанной для волновой зоны: $h_1 = 83,5$ м; $\rho_1 = 7$ Ом·м и $\rho_2 \cong 6\rho_1 = 42$ Ом·м.

Мощность второго слоя с помощью палетки типа К определяется равной около $6h_1 = 500$ м. Определение величины $h_1 + h_2$ с помощью методики К-трансформации, описанной Б.С. Эненштейном (1966в), дает значение, равное 605 м, что находится в согласии с определенным по палетке значением, равным 583,5 м.

Следовательно, значение среднего продольного сопротивления $\rho_{l_{1,2}}$ первых двух слоев будет равно 24,5 Ом·м.

Проведем на рисунке горизонтальную прямую, пересекающую ось ординат в точке 24,5 Ом·м и продолжим до пересечения с ней участок кривой между точками 2 и 3. Точка N пересечения этих прямых (с абсциссой $1/\sqrt{f} = 0,22$) будет соответствовать точке $\lambda_1/h_1 = 8$ кривой, описывающей эквивалентный по продольной проводимости S трехслойный разрез типа Н.

Мощность первого слоя $h_{1,2}$ эквивалентного разреза типа Н может быть приближенно определена двумя способами: по координате "креста" палетки с помощью (100) и по палетке типа Н с индексами $1/4 - 2 - \infty$ и $r/h_1 = 9,0$.

В первом случае

$$h_{1,2} = \frac{\sqrt{10^7 \rho_{l_{1,2}}}}{8} \frac{1}{\sqrt{f}} = 435 \text{ м,}$$

во втором (при $r = 5$ км) - 560 м, а суммарная мощность слоев разреза - около 1700 м. Заметим, что определение значения $h_{1,2}$ описанным выше способом производится с погрешностью порядка -12%. Поэтому значение $h_{1,2} = h_1 + h_2$, определенное равным 435 м, должно быть увеличено на это число и будет равно 480-520 м.

Таким образом, мощность первого и второго слоев, определяемая различными способами, колеблется в пределах от 520 до 600 м и может быть принята равной 580 м. Поскольку общая мощность всех слоев разреза по палетке типа Н определена равной 1700 м, то мощность третьего слоя прием равной 1120 м, а его удельное сопротивление – 7–8 Ом·м.

На основании полученных данных среднее продольное сопротивление всех слоев разреза определяется равным 9–10 Ом·м. Близкое этому значение ρ_l может быть также определено по значению ρ_{\min} в точке 3 минимума кривой.

По правой ветви кривой можно двумя независимыми способами определить величину $S = H/\rho_l$. Для этого, проведя с помощью палетки линию S , получим значение $S^I = 503 \times 0,35 = 176$. Величину S можно также вычислить по формуле:

$$S = \frac{r}{2 \rho_{\max}} = 167.$$

Таким образом, среднее значение S будет равно примерно 170. Следовательно, мощность осадочной толщи $H = S \rho_l = 170 (9 \div 10) = 1550 \div 1700$ м, т.е. порядка 1600 м.

НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ, ПРОВЕДЕННЫХ МЕТОДОМ НЧЗ

В качестве примеров, иллюстрирующих возможности метода при изучении реальных геологических структур, остановимся только на результатах некоторых зондирований, проведенных в Воронежской области и Эстонской ССР. Основная задача исследований в Воронежской области состояла в изучении возможности определения удельного сопротивления кровли фундамента по измерениям с поверхности Земли, в Эстонской ССР – в изучении геоэлектрического строения осадочного чехла.

Для проведения исследований в Воронежской области был выбран Петровский интрузивный массив, находящийся в Павловском районе. Глубина залегания фундамента здесь изменяется в пределах от 50 до 200 м. Величины удельных сопротивлений горных пород в районе исследования, по имеющимся геофизическим данным, приведены в табл. 4.

Таблица 4

Значения удельных сопротивлений горных пород (Ом·м)

| Порода | Диапазон изменения величины сопротивлений | Наиболее часто встречающееся значение |
|---|---|---------------------------------------|
| Графитизированные углистые кристаллические сланцы | Ед. | Доли единицы |
| Глины | 2-22 | 10 |
| Суглинки | 5-40 | 10-20 |
| Аргиллиты | 8-30 | 10-15 |
| Пески влажные | 10-80 | 35-40 |
| Мел и мергель трещиноватый и обводненный | 20-50 | 20-30 |
| Мел и мергель | 30-300 | 50-100 |
| Песчаники | 50-120 | 50 |
| Пески сухие | 100-2500 | 250-400 |
| Кристаллические сланцы | 100-2000 | 200-500 |
| Породы основного состава | 200-2000 | 300-500 |
| Породы кислого состава | 10^3-10^5 | $0,5+1 \cdot 10^5$ |
| Диабазы | $2 \cdot 10^3+10^5$ | - |

Величины разносов выбирались в пределах от 500 до 800 м, длина линии АВ равнялась 100-200 м, линии MN – 50 м, а площадь рамки S – 2500 м². Величины принимаемых сигналов изменялись в пределах от 10 до 500 мкВ/А.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ ОСАДОЧНОГО ЧЕХЛА

На рис. 42 приведена кривая частотного зондирования по составляющей поля E_x , полученная вблизи скв. 406-а. По своему строению кривая близка к двуслойной и практически полностью совмещается с двуслойной теоретической кривой, рассчитанной для $\mu_2 = \infty$ при отношении $r/h_1 = 5,6$. При зондирования величина разности между питающим и приемным диполями была выбрана равной 800 м. Поэтому мощность толщи осадочных пород, определенная таким способом, будет равна 143 м.

На рис. 43 приведено геоэлектрическое строение разреза (а) в этом пункте исследования по данным электрического каротажа скв. 406-а, обобщенный геоэлектрический разрез (б) и результаты интерпретации кривой (в).

На каротажной диаграмме скв. 406-а видно, что геоэлектрический разрез в пункте наблюдения — многослойный. Первый слой имеет мощность около 40 м и удельное сопротивление около 12 Ом·м. Далее в разрезе имеется большая пачка тонких слоев, имеющих практически одинаковые значения удельных сопротивлений от 20 до 28 Ом·м. Эти слои, естественно, проявляются на кривой, как один слой, имеющий мощность около 70 м и среднее удельное сопротивление около 20 Ом·м. Наконец, в разрезе выделяется третий слой мощностью около 25 м с удельным сопротивлением порядка 85 Ом·м. Кровля кристаллического фундамента вскрыта скв. 406-а на глубине 136 м.

Поскольку удельные сопротивления первого и второго слоев, равные соответственно 15 и 25 Ом·м, практически очень мало отличаются одно от другого, то выделение в разрезе этих двух слоев в данном конкретном случае оказалось затруднительным. Что же касается третьего слоя повышенного сопротивления, лежащего на кровле фундамента, то он частотным зондированием также не был выделен, поскольку его мощность, равная 17 м, значительно меньше четверти длины волны в первом и втором слоях, которая в данном случае равна 655 м.

Таким образом, геоэлектрический разрез в пункте исследования относится к типу А. Поскольку, однако, третий слой имеет меньшую мощность, по сравнению с мощностью всей осадочной толщи, то последнюю можно считать практически однородной, т.е. близкой к двуслойной.

В результате интерпретации этой кривой, проведенной с использованием (102) и (110), получаются близкие значения величины глубины залегания кровли фундамента, равные 142+145 м. Заметим, что в пункте зондирования кровля фундамента раздроблена вплоть до глубины 157 м. По-видимому,

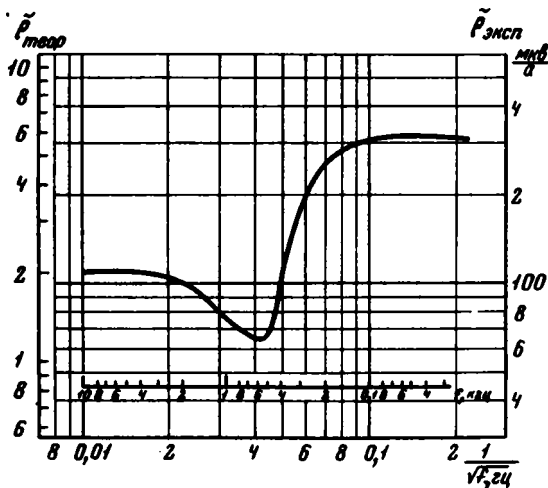
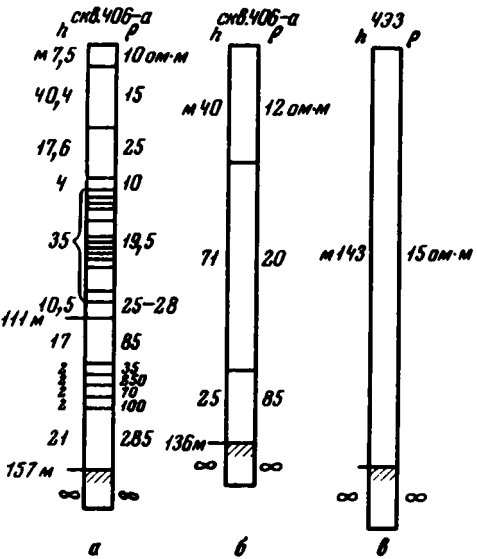


Рис. 42. Экспериментальная двуслойная кривая частотного зондирования, полученная в районе Петровского интрузивного массива вблизи скв. 406-а (Воронежская область)

Пояснения см. в тексте

Рис. 43. Геоэлектрическое строение разреза в районе Петровского интрузивного массива (Воронежская область) по данным электрического каротажа скв. 406-а и частотного зондирования

Пояснения см. в тексте



глубина залегания опорного горизонта высокого сопротивления, определяемого при зондировании, соответствует среднему значению глубины, равному 142 м, что хорошо совпадает с результатами интерпретации.

Проведем определение мощности осадочной толщи по амплитуде правой ветви кривой по (103). Совместим асимптоту левой ветви рассматриваемой экспериментальной кривой (см рис. 42) на логарифмическом бланке с ординатой, равной 2. При этом максимум правой ветви будет иметь ординату, равную 6. Значение поправочного коэффициента $K = 0,9$. Поэтому значение величины r/h_1 будет равно 15,4, что соответствует мощности осадочной толщи равной 148 м.

Кривая по составляющей поля E_x , приведенная на рис. 44-а, по своему строению также близка к двуслойной. Однако отличительная особенность этой кривой состоит в том, что угол наклона ее правой ветви к оси ρ_1 составляет около 67° . Кроме того, левая ветвь кривой – более крутая и обра-

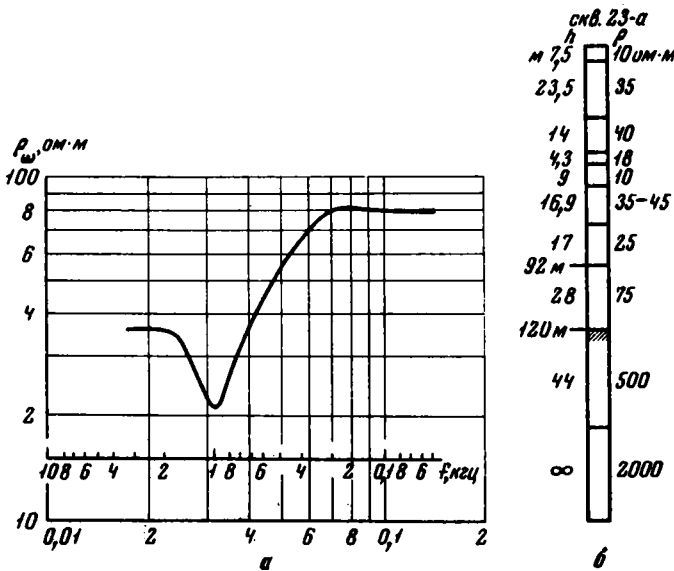


Рис. 44. Экспериментальная двуслойная кривая частотного зондирования (а) и геоэлектрический разрез (б) у скв. 23-а в районе Петровского интрузивного массива (Воронежская область)

Пояснения см. в тексте

зует вместе с правой ветвью более симметричный минимум, чем кривая на рис. 42. Такие признаки характерны для двуслойных кривых при $\mu_2 \neq \infty$.

Действительно, эта кривая хорошо совмещается с двуслойной теоретической кривой, рассчитанной для значения $\mu_2 = 64$ и $r/h_1 = 4,2$. При зондировании величина r была равна 500 м. Поэтому мощность осадочного комплекса в этом пункте оказывается равной 120 м. Удельное сопротивление верхнего слоя, а следовательно, и всей осадочной толщи, определяется по асимптотическому значению левой ветви кривой и оказываются равным 18,5 Ом·м, а сопротивление пород опорного горизонта зондирования – фундамента – около 1200 Ом·м. Это зондирование было проведено близ скв.23-а, вскрывшей кровлю фундамента на глубине 123 м.

На рис. 44б приведено строение геоэлектрического разреза у скв. 23-а по данным электрического каротажа. Геоэлектрический разрез в пункте наблюдения по данным каротажа сложен большим количеством слоев, мало отличающихся по сопротивлениям. Поэтому осадочная толща практически однородна. Верхняя кровля фундамента имеет среднее удельное сопротивление, равное примерно 1000 Ом·м, что находится в согласии со значением 1200 Ом·м, определенным по кривой.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ КРОВЛИ ФУНДАМЕНТА

На рис. 45а представлена кривая частотного зондирования по составляющей поля E_x , проведенного также в Павловском районе Воронежской области в 500 м к востоку от скв. 310. По своему строению эта кривая также близка к двуслойной и хорошо совмещается с теоретической кривой, рассчитанной для значения $\mu_2 = 6$ и $r/h_1 = 6,8$. При зондировании величина r была равна 500 м. Поэтому мощность осадочного комплекса в этом пункте определяется равной 74 м, удельное сопротивление верхнего слоя – 12,5 Ом·м, а удельное сопротивление верхней кровли фундамента – 75 Ом·м.

Другая кривая зондирования (рис. 45б), полученная там же, по своему строению подобна предыдущей кривой и отличается от нее еще более полого восходящей правой ветвью, что свидетельствует о еще меньшем значении величины μ_2 . Эта кривая практически полностью совмещается с двуслойной теоретической кривой, рассчитанной для значения $\mu_2 = 4$ и $r/h_1 = 7$. Величина r при зондировании была равна 500 м. Поэтому мощность осадочной толщи определяется равной 72 м, удельное сопротивление первого слоя – 15,6 Ом·м, а сопротивление фундамента – 62 Ом·м.

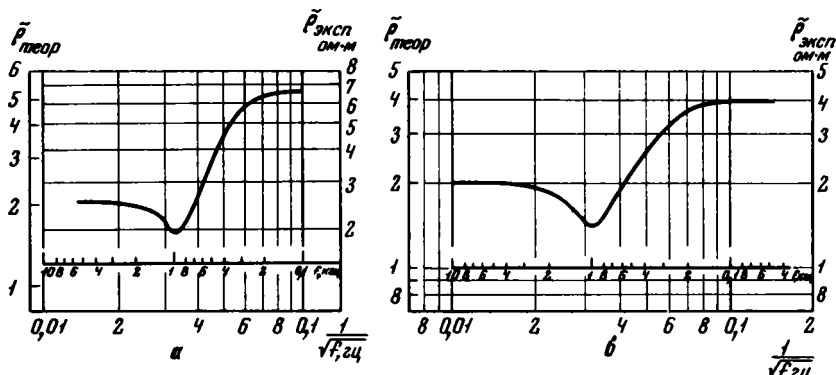


Рис. 45. Экспериментальная двуслойная кривая частотного зондирования

Пояснения см. в тексте

ИССЛЕДОВАНИЕ СТРОЕНИЯ ОСАДОЧНОГО ЧЕХЛА

Приведенные выше кривые были получены в условиях, когда геоэлектрический разрез имел сравнительно однородное строение и не содержал промежуточных пластов высокого сопротивления. Между тем, геоэлектрические структуры, имеющие сложное строение и, в частности, содержащие промежуточные пласты высокого сопротивления, широко развиты на территории СССР, особенно на Русской и Сибирской платформах. Как известно, изучение структур, экранированных непроводящими пластами, недоступно методам постоянного тока. Для выяснения эффективности метода НЧЗ в таких областях рассмотрим несколько кривых, полученных в Эстонской ССР.

Геоэлектрическое строение Эстонской ССР до постановки исследований методом НЧЗ было известно на основании данных электрического каротажа отдельных скважин, приведенных в табл. 5. Зондирования на постоянном токе, проведенные в этом районе, не дали положительных результатов.

При проведении исследований методом НЧЗ электромагнитное поле в Земле возбуждалось заземленным электрическим диполем длиной от 200 до 500 м. Величина разноса τ изменялась от 1000 до 1500 м. Для приема электрической составляющей поля использовался заземленный электрический диполь длиной от 15 до 50 м. Площадь магнитного диполя была равна 5000 м².

Зондирования в Эстонской ССР были проведены в 40 пунктах по трем профилям общей протяженностью 120 км, проходившим в меридиональном и широтном направлениях. Для исследованной территории характерны два типа разрезов: НА и КН.

В качестве примера на рис. 46 сплошными линиями показаны экспериментальные кривые по составляющим поля E_x и H_z , соответствующие первому типу разреза. Они были записаны с разносом $\tau = 1000$ м у скважины "Кейла", геоэлектрическое строение разреза которой по данным электрического каротажа показано на рис. 47 а; на рис. 47 б - обобщенный геоэлектрический разрез. Данная кривая совпадает с теоретической кривой (показана пунктиром), рассчитанной для следующих параметров разреза: 1/8-1-1-1/2-∞

Таблица 5

Значения удельных сопротивлений горных пород

| Порода | Скважины | | | | | |
|------------------------|-------------|-------------------------|-------------|-------------------------|-------------|-------------------------|
| | "Кейла" | | "Выхма" | | "Кынну" | |
| | Мощность, м | Уд. сопротивление, Ом·м | Мощность, м | Уд. сопротивление, Ом·м | Мощность, м | Уд. сопротивление, Ом·м |
| Доломиты | - | - | 70 | 100-150 | 140 | - |
| Известняки | - | - | 40 | 40 | 140 | 500-1300 |
| Мергелистые известняки | - | - | 110 | 300-800 | 100 | 600-1300 |
| Известняки с прослоями | 56 | 200-500 | - | - | 60 | 600-1300 |
| Песчаники и глины | 34 | 130 | - | - | 50 | 200 |
| То же | 60 | 25-50 | 50 | 160 | 60 | 25 |
| Песчаники | 64 | 160 | 15 | 160 | 30 | 220 |

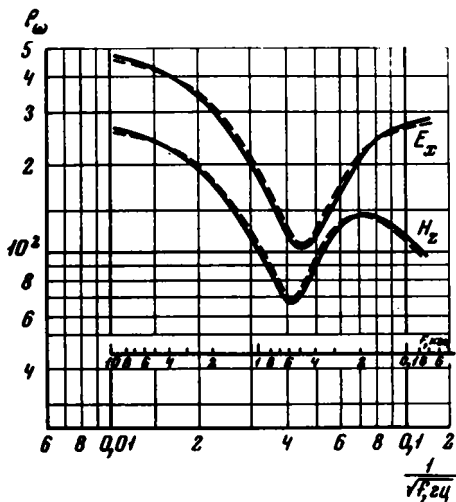
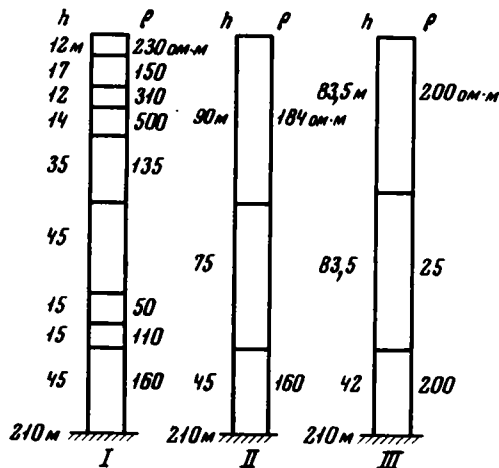


Рис.46. Экспериментальная четырехслойная кривая частотного зондирования типа НА, полученная вблизи скв. "Кейла" (Эстонская ССР)

Пояснения см. в тексте

Рис.47. Геоэлектрическое строение разреза по данным электрического каротажа (I) скв. "Кейла" (Эстонская ССР), обобщенный геоэлектрический разрез (II) и геоэлектрический разрез по данным ЧЭЗ (III)



и $r/h_1 = 12$. Следовательно, разрез в пункте исследования имеет следующее строение: $h_1 = 84$ м; $\rho_1 = 230$ Ом·м; $h_3 = 1/2 h_1 = 42$ м; $\rho_3 = \rho_1 = 230$ Ом·м; $h_2 = h_1 = 84$ м; $\rho_2 = 1/8 \rho_1 = 29$ Ом·м.

На рис. 48 приведены кривые, относящиеся ко второму типу разреза (КН), записанные в южной части Эстонской ССР в 3 км севернее скважины "Кынну". Величина разноса r была выбрана равной 1520 м. В результате интерпретации этой кривой, проведенной с помощью четырехслойной теории-

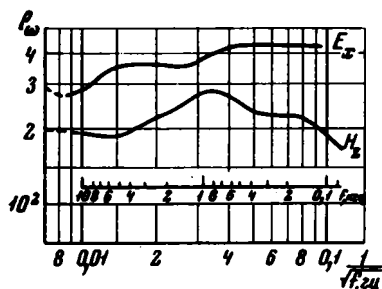
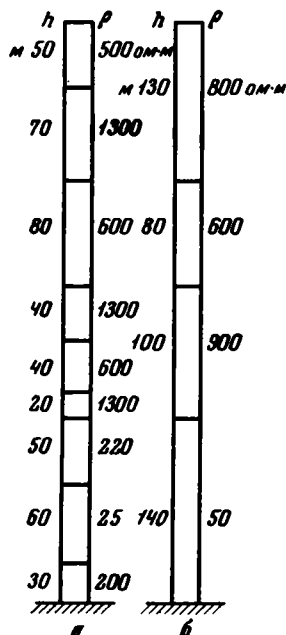


Рис. 48. Экспериментальная четырехслойная кривая частотного зондирования типа КН, полученная вблизи скв. "Кынну" (Эстонская ССР)

Пояснения см. в тексте

Рис.49. Строение геоэлектрического разреза по данным электрического каротажа скв. "Кынну" (а) и обобщенный геоэлектрический разрез (б)



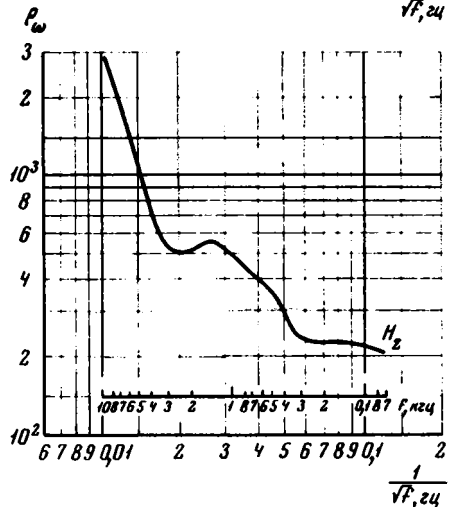
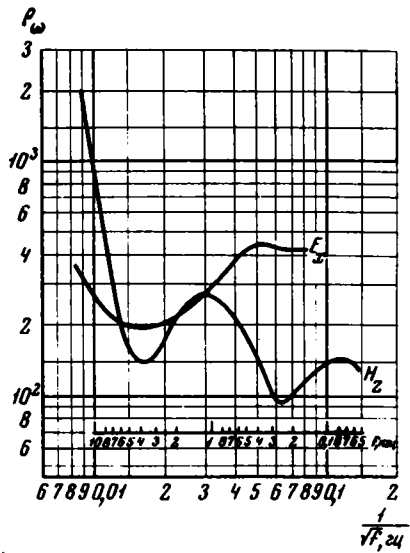
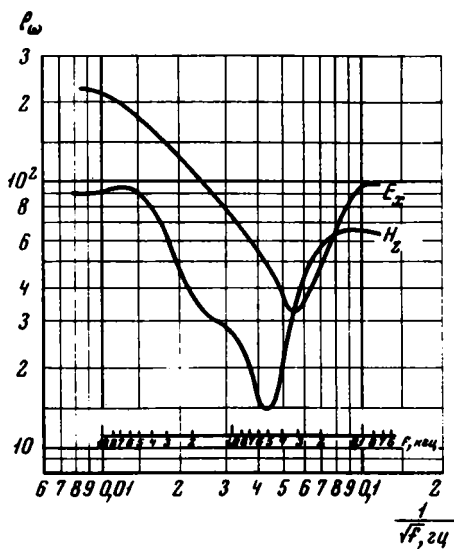


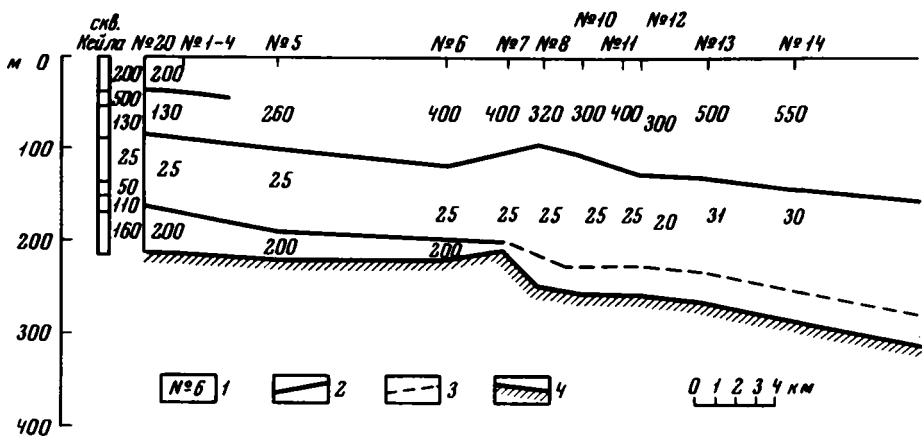
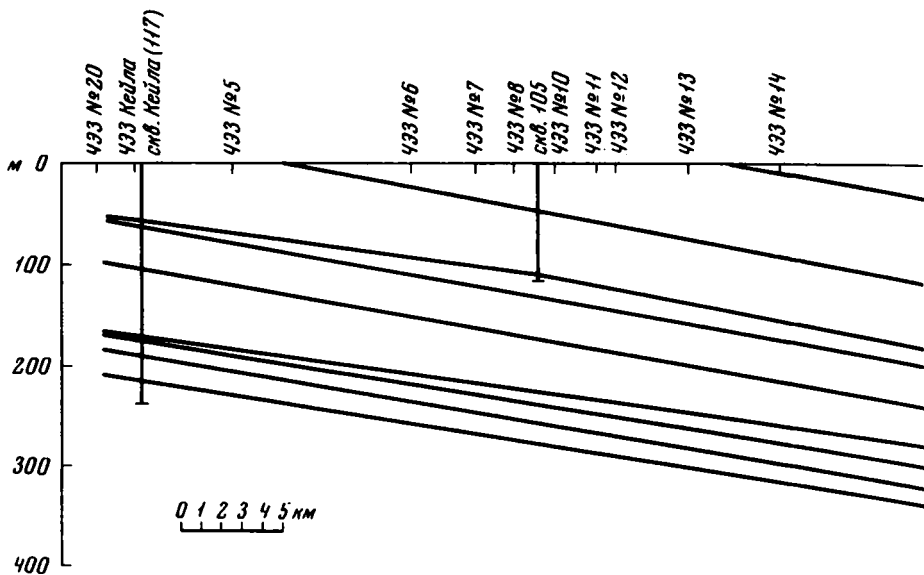
Рис. 50. Примеры искаженных кривых НЧЗ, полученных при зондировании структур, содержащих локальные неоднородности или характеризующихся негоризонтальностью залегания отдельных слоев

ческой кривой типа 2-2-1/4-1,7-∞ при $r/h_1 = 18$, определяется следующее строение геоэлектрического разреза в данном пункте исследования:

| | |
|------------------------|------------------------------|
| $h_1 = 84 \text{ м;}$ | $\rho_1 = 200 \text{ Ом·м;}$ |
| $h_2 = 168 \text{ м;}$ | $\rho_2 = 400 \text{ Ом·м;}$ |
| $h_3 = 140 \text{ м;}$ | $\rho_3 = 50 \text{ Ом·м}$ |
| $h_4 = \infty ;$ | $\rho_4 = \infty .$ |

Следовательно, глубина залегания фундамента равна примерно 400 м. Результаты интерпретации этой кривой удовлетворительно увязываются с имеющимися данными о геологическом строении разреза. На рис. 49а приведено строение геоэлектрического разреза по данным электрического каротажа скважины "Кынну", а на рис. 49б - обобщенный геоэлектрический разрез. Проводя сопоставление результатов интерпретации с данными каротажа скважины, учтем, что мощность осадочного чехла здесь равняется 450 м.

На рис. 50 в качестве примера приведены искаженные кривые НЧЗ, полученные при зондировании структур, содержащих локальные неоднородности и характеризующихся негоризонтальностью залегания отдельных слоев. Анализ и тем более интерпретация таких кривых представляют собой сложную задачу.



Рассмотрим в заключение результаты интерпретации кривых частотных зондирований, полученных в Эстонской ССР, и сопоставим их с известными данными о геологическом строении исследованного района, приведенными на рис. 51. Профиль, на котором проводились исследования, проходил с севера на юг в направлении от г. Кейла на ст. Кынну и имел протяженность около 75 км. Здесь было проведено 20 частотных зондирований. По результатам интерпретации кривых построена приведенная на рис. 52 модель геоэлектрического разреза, на основании которой можно сделать следующие выводы.

Кровля кристаллического фундамента на протяжении всего профиля монотонно погружается в южном направлении. Глубина залегания фундамента при этом изменяется от 215 м (г. Кейла) до 430 м (ст. Кынну). На участке между зондированиями 6 и 10 отмечается локальное поднятие фундамента с амплитудой около 50 м.

Рис. 51. Схематическое строение геологического разреза по профилю Кейла - Кынну (Эстонская ССР)

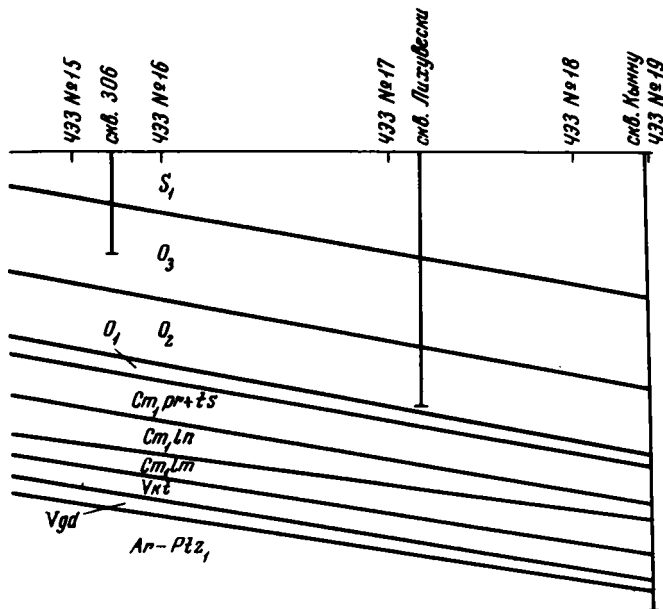
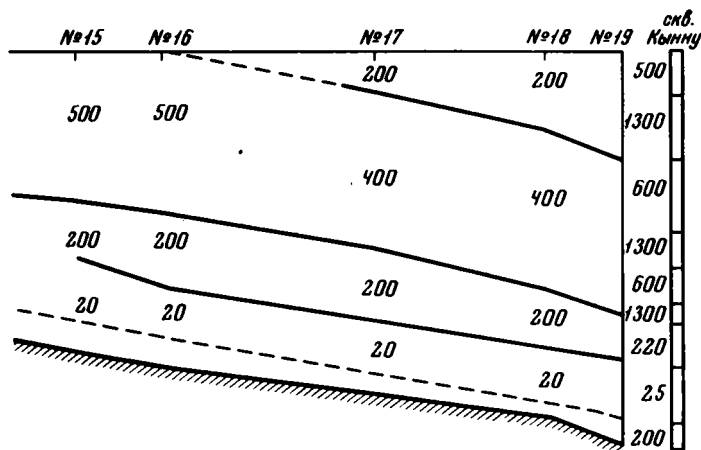


Рис. 52. Геоэлектрическое строение разреза по профилю Кейла - Кынну (Эстонская ССР), по данным частотного зондирования



1 - номер зондирования; 2 - граница, определяемая достоверно; 3 - граница предположительная; 4 - кровля фундамента. Числа на разрезе по профилю и у разрезов скважин - величины удельных сопротивлений в омметрах

В осадочном чехле частотными зондированиями выделяется несколько слоев, соответствующих определенным литолого-стратиграфическим горизонтам. Залегание выделенных слоев подчиняется падению кровли фундамента.

По мере продвижения вдоль профиля к югу наблюдается увеличение мощностей и удельных сопротивлений высокоомных карбонатных пород, слагающих верхние горизонты разреза. В связи с этим среднее продольное сопротивление осадочного комплекса повышается в 1,5 - 2 раза.

Более детальное рассмотрение разреза вызывает следующие характерные особенности его строения. Нижняя толща разреза, представленная в основном песчано-глинистыми отложениями нижнего кембрия и венда, является низкоомной. Ее среднее продольное сопротивление изменяется от 30 до 50 Ом·м. Границы этой толщи, перекрытой мощным слоем известняков, хорошо выделяются частотными зондированиями на протяжении всего профиля. По геологическим данным эта толща подразделяется на три слоя: верхний,

мощностью от 30 до 60 м и удельным сопротивлением 30–200 Ом·м, соответствующий песчанистым глинам и песчаникам нижнего кембрия и нижнего ордовика; промежуточный, мощностью 40–80 м, соответствующий глинистым отложениям нижнего кембрия и имеющий удельное сопротивление 20–25 Ом·м, и нижний слой, мощностью 20–50 м с удельным сопротивлением порядка 200 Ом·м, соответствующий песчано-глинистым отложениям венда. Границы между слоями, слагающими низкоомную толщу кембрийских отложений, по частотным зондированиям не прослеживаются.

Верхняя, высокоомная толща разреза, представлена карбонатными отложениями среднего и верхнего ордовика и нижнего силура и характеризуется высоким значением удельных сопротивлений, которые изменяются от 200 до 1000 Ом·м и более. Ее мощность изменяется от 60 до 300 м.

Высокоомная верхняя толща, по геологическим данным, представлена четырьмя слоями. Первый (верхний) слой прослеживается на южной оконечности профиля между ЧЭЗ 17 и 19. Его мощность изменяется от нуля до 120 м, а среднее значение удельного сопротивления составляет около 200 Ом·м. Слой представлен главным образом доломитами с прослоями мергеля.

Второй слой представлен мергелистыми известняками верхнего ордовика и нижнего силура. Его мощность изменяется от 80 до 100 м, а удельное сопротивление равно 400 + 500 Ом·м. Выходы слоя на дневную поверхность прослеживаются на участке между ЧЭЗ 12 и 16. Третий слой имеет мощность порядка 40–50 м и удельное сопротивление от 300 до 1000 Ом·м и соответствует мергелистым известнякам верхнего ордовика.

Четвертый слой высокоомной толщи, имеющей мощность порядка 60 м и удельное сопротивление 200–1000 Ом·м, соответствует карбонатным отложениям среднего ордовика, представленным чередованием мергелистых известняков и мергелей.

Удельные сопротивления второго, третьего и четвертого слоев, слагающих высокоомную толщу на различных участках профиля, практически мало отличаются друг от друга и на кривых частотных зондирований проявляются в виде одного мощного слоя, имеющего высокое удельное сопротивление.

Таким образом, геоэлектрическое строение осадочного чехла на этом профиле, выявленное по данным частотных зондирований, находится в согласии с имеющимися данными о геологическом строении района исследования.

Из приведенных выше примеров видно, что экспериментальные кривые НЧЗ вполне удовлетворительно совпадают с теоретическими, рассчитанными для моделей геоэлектрических разрезов, выбранных на основании имеющихся геологических данных. Это дает основание не только сделать вывод об удовлетворительной работе аппаратуры НЧЗ и правильности выбора ее статических и динамических характеристик, но и о возможностях метода частотных электромагнитных зондирований при проведении исследования строения сложных геоэлектрических структур.

ЛИТЕРАТУРА

- Астраханцев Г. В.* 1962. Электромагнитное зондирование для изучения локальных проводников и слоистых сред. — Автореф. канд. дисс. Урал. фил. АН СССР, Свердловск.
- Болталин А. П., Иванов А. П., Нова Г. М., Эненштейн Б. С.* 1968а. Способ геологической разведки. Авторское свидетельство № 219706. — Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки, № 19.
- Болталин А. П., Иванов А. П., Нова Г. М., Эненштейн Б. С.* 1968б. Станция для непрерывных частотных зондирований. Авторское свидетельство № 228799. — Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки, № 32.
- Болталин А. П., Иванов А. П., Нова Г. М., Эненштейн Б. С.* 1968в. Installation pour sondage frequentiel electromagnetique continu. — Bull. officiel Propriété industrielle, № 1529.061, № 1.527 548. Paris.
- Болталин А. П., Иванов А. П., Нова Г. М., Эненштейн Б. С.* 1969 а. Procédé de prospection géologique. — Bull. officiel Propriété industrielle, № 1.559 804. Paris.
- Болталин А. П., Иванов А. П., Нова Г. М., Эненштейн Б. С.* 1969 б. Unit for continuons electromagnetic frequency sounding. — Canadian Patent, № 809.794.
- Болталин А. П., Иванов А. П., Нова Г. М., Эненштейн Б. С.* 1970 а. Method of geologic surveying. — Canadian Patent, № 833.727.
- Болталин А. П., Иванов А. П., Нова Г. М., Эненштейн Б. С.* 1970б. Method for geophysical exploration with signals conforming to an exponential law — United. States Patent, № 3.551.798.
- Болталин А. П., Иванов А. П., Нова Г. М., Эненштейн Б. С.* 1970в. Unit for continuons electromagnetic frequensy sounding. — Canadian Patent, № 836.764.
- Ваньки Л. Л.* 1965. Основы электромагнитных зондирований. М., "Недра".
- Ваньки Л. Л.* 1966. Становление электромагнитного поля и его использование для решения задач структурной геологии. Новосибирск, Новосибирское отделение издательства "Наука".
- Ваньки Л. Л., Ложицына Л. В., Морозова Г. М., Терезин Е. И., Штиммер А. И.* 1964. Четырехслойные палетки частотного электромагнитного зондирования. М.
- Дмитриев В. И.* 1965. Расчет электромагнитного поля в методе частотного зондирования. — В сб.: Вычислительные методы и программирование; вып.3. М., Изд-во МГУ.
- Дмитриев В. И.* 1969. Электромагнитные поля в неодородных средах. М., Изд-во МГУ.
- Зерлято В. Г., Четаев Д. Н.* 1959. О влиянии внешней цепи на входное сопротивление витка. — Журн. техн. физики, т. 29, вып. 8.
- Иванов А. П., Нихитина В. Н.* 1968. Исследование динамических частотных характеристик слоистых геоэлектрических структур. — Изв. АН СССР, Физика Земли, № 3.
- Иванов А. П., Нихитина В. Н., Скугаревская О. А.* 1966. О беспалеточной интерпретации кривых частотного зондирования, близких к двуслойным. — Изв. АН СССР, Физика Земли, № 4.
- Иванов А. П., Нихитина В. Н., Эненштейн Б. С.* 1964. О входном сопротивлении заземленного электрического диполя. — Изв. АН СССР, серия геофиз., № 9.
- Краев А. П., Зацепин В. Р.* 1948. Принципы и аппаратура метода глубинного электромагнитного зондирования слоистой структуры массива. — В сб. Материалы ВСЕГЕИ, Геофизика, сб.12.
- Мизюк Л. Я.* 1961. Анализ методов помехозащиты при измерении слабых гармонических сигналов. — Изв. СО АН СССР, № 7.
- Скугаревская О. А.* 1959. Теоретическое изучение становления электромагнитного поля в слоистых средах. — Автореф. канд. дисс. М.
- Тихонов А. Н.* 1946. О становлении электрического тока в однородном проводящем полупространстве. — Изв. АН СССР, серия геогр. и геофиз. т. 10, № 3.
- Тихонов А. Н.* 1950. Об определении электрических характеристик глубинных слоев земной коры. — Докл. АН ССР, т. 73, № 2.
- Тихонов А. Н., Музина Г. В.* 1950. Определение переменного электромагнитного поля в слоистой среде. — Изв. АН СССР, серия геогр. и геофиз. т. 14, № 2.
- Тихонов А. Н., Шахсуаров Д. Н.* 1956. Метод расчета электромагнитных полей, возбуждаемых переменным током в слоистых средах. — Изв. АН СССР, серия геофиз. № 3.

- Тихонов А.Н., Шахсуваров Д.Н.* 1959. Методика интерпретации результатов наблюдений электромагнитного поля при дипольном зондировании. – Изв. АН СССР, серия геофиз. № 5.
- Тихонов А.Н., Эненштейн Б.С.* 1962. Об одном способе определения глубины залегания кристаллического основания (фундамента) по фазовым кривым частотных электромагнитных зондирований. – Докл. АН СССР, т. 145, № 1.
- Тихонов А.Н., Дмитриев Е.И., Скугаревская О.А., Шахсуваров Д.Н.* 1967. Таблицы амплитуд и фаз электромагнитного поля в слоистом подпространстве, вып. 1. М., Изд-во МГУ.
- Тихонов А.Н., Дмитриев В.И., Скугаревская О.А.* 1968а. Таблицы амплитуд и фаз электромагнитного поля в слоистом пространстве, вып. 2. (Четырехслойный разрез с высокоомным слоем). М., Изд-во МГУ.
- Тихонов А.Н., Дмитриев В.И., Скугаревская О.А., Федорова Э.А.* 1968б. Таблицы амплитуд и фаз электромагнитного поля в слоистом пространстве, вып. 3 (Четырехслойный разрез с изолятором. Дальняя зона). М., Изд-во МГУ.
- Тихонов А.Н., Дмитриев В.И., Скугаревская О.А., Федорова Э.А.* 1968в. Таблицы амплитуд и фаз электромагнитного поля в слоистом пространстве, вып. 4. (Пятислойный разрез с изолятором. Дальняя зона). М., Изд-во МГУ.
- Тихонов А.Н., Дмитриев В.И., Королева К.П., Лаптева О.А., Скугаревская О.А., Эненштейн Б.С.* 1973. Теоретические кривые частотных зондирований геологических структур. Двухслойная структура, М., "Наука".
- Турбович И.Т.* 1954. О погрешности измерений частотных характеристик методом частотной модуляции. – Радиотехника, № 2.
- Турбович И.Т.* 1957. Динамические частотные характеристики избирательных систем. – Радиотехника, № 11.
- Фок Б.А., Бурсиан В.Р.* 1926. Электромагнитное поле переменного тока в цепи с двумя заземлениями. – Журн. Русск. физ.-хим. об-ва, т. 58.
- Шейнман С.М.* 1947. Об установлении электромагнитных полей в Земле. – В сб.: Прикладная геофизика, вып. 3. М., Гостоптехиздат.
- Шахсуваров Д.Н.* 1959. Некоторые вопросы теории дипольных электромагнитных зондирований. – Автореф. канд. дисс. М.
- Эненштейн Б.С.* 1957. К методике интерпретации кривых электромагнитных зондирований. – Изв. АН СССР, серия геофиз. № 12.
- Эненштейн Б.С.* Интерпретация двуслойных кривых частотного зондирования. Изв. АН СССР, серия геофиз, № 9.
- Эненштейн Б.С.* 1966а. Интерпретация трехслойных кривых частотных электромагнитных зондирований типа А и Н. – Докл. АН СССР, т. 168, № 5.
- Эненштейн Б.С.* 1966б. Методика интерпретации трехслойных кривых электромагнитных зондирований. – Изв. АН СССР, Физика Земли, № 9.
- Эненштейн Б.С.* 1966в. Способ беспараметрической интерпретации трехслойных кривых электромагнитных зондирований типа К и О. – Докл. АН СССР, т. 168, № 4.
- Эненштейн Б.С.* 1967. Способы интерпретации двуслойных кривых частотного зондирования. – Изв. АН СССР, Физика Земли, № 9.
- Эненштейн Б.С., Иванов А.П.* 1958. Полевая электромагнитная станция для глубинной геологической разведки. М., ВИНТИ.
- Эненштейн Б.С., Иванов А.П., Рыбакова Е.В.* 1958а. Методика электромагнитного зондирования геологических структур. – Разв. и охр. недр. № 7.
- Эненштейн Б.С., Иванов А.П., Рыбакова Е.В.* 1958б. Способ многочастотного зондирования. Авторское свидетельство № 111226. – Бюлл. изобретений, № 2.
- Эненштейн Б.С., Ушаков Е.М., Иванов А.П., Макаров В.И.* 1958. Способ глубинной электроразведки. Авторское свидетельство № 111722. – Бюлл. изобретений, № 3.
- Эненштейн Б.С., Иванов А.П.* 1961. Метод непрерывных частотных зондирований. – Изв. АН СССР, серия геофиз, № 11.
- Эненштейн Б.С., Иванов А.П., Иванов М.А.* 1961. Станция для частотного зондирования. – В сб.: Вопросы теории и практики электрометрии. М., Изд-во АН СССР.

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|--------------------|---|
| ВВЕДЕНИЕ | 3 |
|--------------------|---|

Глава первая

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ АППАРАТУРЫ ДЛЯ НЕПРЕРЫВНЫХ ЧАСТОТНЫХ ЗОНДИРОВАНИЙ

| | |
|--|----|
| Выбор оптимального закона и скорости изменения частоты питающего тока во времени | 7 |
| Зависимость скорости изменения частоты питающего тока от геоэлектрического строения разреза | 14 |
| Расчет импедансов питающей и приемной цепей | 23 |
| Анализ помехоустойчивости приемной аппаратуры | 29 |

Глава вторая

МЕТОДИКА НЕПРЕРЫВНЫХ ЧАСТОТНЫХ ЗОНДИРОВАНИЙ

| | |
|---|----|
| Типы установок для зондирования | 40 |
| Выбор оптимальных параметров установки для зондирования | 43 |
| Блок-схема аппаратуры и ее технические характеристики | 49 |
| Методика проведения полевых исследований | 51 |
| Радиальные частотные зондирования | 54 |
| Определение погрешности измерений | 55 |
| Предварительный анализ полевого материала | 57 |

Глава третья

НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ, ПРОВЕДЕННЫХ МЕТОДОМ НЧЗ

67

| | |
|---|----|
| Определение мощности осадочного чехла | 68 |
| Определение удельного сопротивления кровли фундамента | 70 |
| Исследование строения осадочного чехла | 71 |
| Литература | 77 |

CONTENTS

| | |
|------------------------|---|
| INTRODUCTION | 3 |
|------------------------|---|

Chapter one

SOME ASPECTS ON THE THEORY OF THE APPARATUS FOR PERFORMING THE CONTINUOUS FREQUENCY SOUNDING

| | |
|---|----|
| Choice of an optimum law and the speed of varying the feed-current frequency in time . . | 7 |
| Dependence of the speed of varying the feedcurrent frequency on geoelectric structure of the section | 14 |
| Estimation of impedances of the feed and receiving circuit | 23 |
| Analysis of noise stability of the receiving unit | 29 |

Chapter two

METHODS OF CONTINUOUS FREQUENCY SOUNDING TYPES OF SOUNDING UNITS

| | |
|--|----|
| Choice of optimum parameters of sounding units | 40 |
| Block-diagram of the apparatus and its performance characteristics | 49 |
| Methods of geological surveying | 51 |
| Radial frequency sounding | 54 |
| Estimation of measuring errors | 55 |
| Preliminary analysis of field materials | 57 |

Chapter three

SOME RESULTS OF STUDIES CARRIED

| | |
|---|----|
| OUT BY THE CONTINUOUS FREQUENCY SOUNDING METHOD | 67 |
|---|----|

| | |
|---|----|
| DETERMINATION OF THE SEDIMENTARY COVER THICKNESS | 68 |
| Determination of the specific resistance of the basement roof | 70 |
| Surveying of the sedimentary cover structure | 71 |
| Bibliography | 77 |

Алексей Петрович Иванов

НЕПРЕРЫВНЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЗОНДИРОВАНИЯ ГЕОЛОГИЧЕСКИХ СТРУКТУР

Труды ГИН, вып. 271

Утверждено к печати ордена Трудового Красного Знамени
Геологическим институтом АН СССР

Редактор И.С.Сидоров. Редактор издательства Л.В.Миракова. Обложка художника
В.К. Бисенгалиева. Художественный редактор В.А.Чернецов. Технические редакторы
В.И.Дьяконова, Е.К.Полукарова

Подписано к печати 31/III - 75 г. Т - 07001. Усл.печ.л. 7,0. Уч.-изд.л. 5,8
Формат 70x108 1/16. Бумага офсетная № 1. Тираж 700 экз. Тш. зак.10

Цена 56 коп.

Книга издана офсетным способом

Издательство "Наука", 103717 ГСП, Москва, К-62, Подосенский пер., 21
1-я типография издательства "Наука". 199034, Ленинград, В-34, 9-я линия, 12

Исправления

| Страница | Строка | Напечатано | Должно быть |
|----------|--------|------------|-------------|
| 11 | 10 св. | кГц | Гц |
| 17 | 5 св. | $Y_2(t)^-$ | $Y_2(t)=$ |
| 36 | 5 сн. | $\phi(t)=$ | $f(t)=$ |
| 36 | 3 сн. | $\phi(t)=$ | $f(t)=$ |

А.И. Иванов Непрерывные частотные электромагнитные зондирования геологических структур

58 коп.