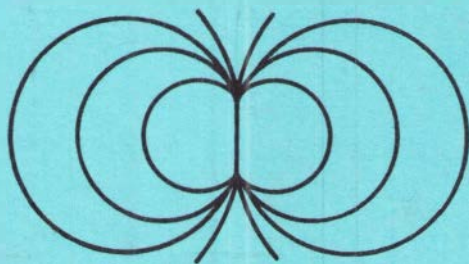


Ю. Н. Антонов, Б. И. Приворотский

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ИНДУКЦИОННЫЙ КАРОТАЖ



ИЗДАТЕЛЬСТВО „НАУКА“
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ

АКАДЕМИЯ НАУК СССР
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
ТРУДЫ ИНСТИТУТА ГЕОЛОГИИ И ГЕОФИЗИКИ

ВЫПУСК 332

Ю.Н. Антонов, Б.И. Приворотский

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ИНДУКЦИОННЫЙ КАРОТАЖ



ИЗДАТЕЛЬСТВО „НАУКА“
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
НОВОСИБИРСК · 1975

Монография посвящена физическим основам, аппаратуре и методике высокочастотного индукционного каротажа (ВИК) в нефтяных скважинах. В работе определены геоэлектрические условия и параметры, при которых сохраняется геометрическая фокусировка зондов ВИК. Рассмотрены принципы конструирования и моделирования зондов ИК, причины помех и влияние погрешностей изготовления на фокусирующие свойства. Описаны принципы измерений, выбор оптимальных параметров электрических цепей зонда, аппаратура, способы её калибровки и контроля, методика работы. Приведены примеры диаграммы, палеток и интерпретации, а также подробные таблицы геометрических факторов в зависимости от величины радиуса цилиндра.

Книга представляет интерес для специалистов, занимающихся электрометрией в скважинах.

Ответственный редактор
кандидат физико-математических наук
Л. А. ТАБАРОВСКИЙ

А $\frac{20804-813}{055(02)-75}$ без объявления

© Институт геологии
и геофизики, 1975.

Метод индукционного каротажа широко распространен в практике промысловой геофизики при определении удельного сопротивления горных пород. Применение индукционного каротажа (ИК) наиболее результативно в разрезах с относительно низкими удельными сопротивлениями пластов, при наличии больших диаметров зоны проникновения фильтра бурового раствора в пласт, при относительно малой мощности пластов. Изучение удельного сопротивления в сухих скважинах и скважинах, заполненных электрически непроводящим буровым раствором, например, на нефтяной основе, весьма эффективно осуществляется индукционными методами.

В нашей стране работами специалистов многих научно-исследовательских и производственных организаций (Азерб. филиал ВНИИГеофизики, МГРИ, ВНИИГеофизика, ОКБ ГП СССР, ВУФ ВНИИГеофизика, ВЦ МГУ, ИГиГ СО АН СССР и др.) был решен обширный круг вопросов теории метода, интерпретации полевых материалов и аппаратуры индукционного каротажа.

К настоящему времени детально исследовано поле вертикального магнитного диполя, расположенного на оси цилиндрически-слоистой среды (скважина-зона проникновения-пласт) и в пластах ограниченной мощности, что позволило получить представление об основных закономерностях поведения вертикальной компоненты магнитного поля в зависимости от параметров геоэлектрического разреза.

Важную роль в развитии теории метода сыграли приближенные способы расчета полей, каждый из которых основывается на определенных физических представлениях о распределении индуцированных токов в среде /1,2/. Полезными оказались результаты электродлитического /3/ и кольцевого /4/ моделирования.

Значительные успехи достигнуты в разработке и усовершенствовании многокатушечных зондов относительно небольшой длины и измерительно-преобразовательных электронных устройств. Следует отметить четырехкатушечный зонд 4Ф0.75-20 кГц /5/ и аппаратуру ПИК-1 (С.М.Аксельрод), модернизированные варианты которой позволили решать многие задачи скважинной электрометрии; шестикатушечный зонд 6Ф1-50 кГц (М.И.Плюснин) и аппаратуру АИК-3, на основе которой создаются более совершенные варианты приборов (ОКБ ГП УССР); восьмикатушечный зонд 8И1.4-20 кГц (Г.Н.Зверев, К.Л.Санто). Для некоторых из этих систем создан обширный палеоточный материал, позволяющий проводить интерпретацию измерений в скважинах (Н.М.Афоница, Н.Н.Зефилов и др.).

Многообразие индукционных зондов, частично перечисленных выше, явилось следствием разного подхода к выбору параметров аппаратуры, обеспечивающих, во-первых, оптимальные радиальные и вертикальные характеристики и, во-вторых, высокую чувствительность к полезным сигналам, уровень которых гарантировал бы измерения с необходимой точностью. Точность измерения полезного сигнала в значительной мере зависит от глубины компенсации прямого поля и стабильности фоновых сигналов, определяемых, в свою очередь, выбором частоты, параметрами индукционного зонда и термостабильностью скважинного комплекса в целом.

Возможности индукционных приборов (АИК-3, ПИК-1, ПИК-1М и др.) при измерении горных пород с удельными сопротивлениями более 30-40 Ом·м ограничены естественным уменьшением полезных сигналов. В таких средах относительный уровень полезных сигналов может быть меньше 10^{-3} . При этом возникает необходимость в обеспечении глубокой стабильной компенсации прямого поля и фоновых сигналов порядка 10^{-4} - 10^{-5} . Обеспечить столь высокую стабильность в скважинной аппаратуре, работающей в широком диапазоне температур, давлений и механических нагрузок, технически сложно.

Как известно /2/, относительный уровень полезного сигнала в долях прямого поля для двухкатушечного зонда в высокоомной среде (скин-эффект пренебрежимо мал и параметр

$P = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2 \rho}} L \ll 0,1$) выражается следующей зависимостью:

$$\frac{\varepsilon_{akm}}{\varepsilon_{nn}} \approx i\rho^2 = i \frac{\pi\mu}{\rho} L^2 f. \quad (I.B)$$

Здесь

- f - циклическая частота (Гц);
- ρ - удельное сопротивление среды (Ом·м);
- L - длина зонда (м);
- $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ - магнитная проницаемость воздуха;
- ε_{nn} - э.д.с. прямого поля в воздухе.

Относительный уровень сигнала уменьшается с ростом удельного сопротивления среды. Увеличить отношение $\varepsilon_{akm} / \varepsilon_{nn}$ можно или за счет удлинения зонда, или путем повышения частоты.

Удлинение зонда, давая выигрыш в величине полезного сигнала, может ухудшить вертикальные характеристики, поэтому увеличение длины зонда должно быть согласовано с геолого-геофизическими условиями исследуемого района, в частности, с мощностями и соотношениями электропроводностей пласта и вмещающих пород, диаметрами скважины и удельным сопротивлением бурового раствора. Если мощность пласта превосходит размер установки и пласт проводит лучше, чем вмещающие породы, то удлинение зонда улучшает радиальные характеристики, расширяя возможности ИК в скважинах, заполненных буровым раствором с повышенной минерализацией, и в скважинах, диаметры которых увеличены.

Повышение частоты приводит к росту активной компоненты э.д.с. и улучшению вертикальных характеристик. При этом радиальные характеристики могут быть сохранены такими же, как на низкой частоте, но в соответствующем диапазоне удельных сопротивлений пласта.

В лаборатории электромагнитных полей Института геологии и геофизики СО АН СССР были проведены работы по изучению основных закономерностей поведения высокочастотных электромагнитных полей (десятки, сотни и тысячи килогерц) применительно к задачам промышленной геофизики /7,8/, а также созданы макеты аппаратуры высокочастотного индукционного каротажа. После многочисленных опробований и испытаний в скважинах в ОКБ ГП УССР были изготовлены и опробованы несколько образцов опытных приборов высокочастотного индукционного каротажа, рекомендованных в настоящее время для выпуска на опытно-экспериментальном заводе геофизического приборостроения.

Настоящая монография представляет собой попытку систематического изложения результатов этих работ.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что электромагнитные поля на частотах порядка сотен килогерц в определенных геоэлектрических условиях имеют достаточно большую глубину проникновения в исследуемую среду. Одним из важнейших факторов, определяющих глубинность на таких частотах, является скин-эффект, величина которого зависит от геометрических размеров скважины и зоны проникновения, электропроводности заполняющих их материалов, а также конструктивных параметров установки: частоты, длины зонда и т.д.

Детальное исследование скин-эффекта позволяет уточнить границы применимости высокочастотного индукционного каротажа при различных параметрах скважины, зоны проникновения, пласта и вмещающих пород.

Теория индукционного каротажа, основанная на изучении вертикальной компоненты магнитного поля магнитного диполя, расположенного на оси осесимметрической среды, дает возможность на целом ряде моделей определить связь между квазистационарным магнитным полем и распределением электропроводности в изучаемой модели. При этом, поскольку известны способы анализа основных характеристик двухкатушечного зонда в средах с различным распределением электропроводности, рассмотрение многокатушечных зондовых устройств не вызывает принципиальных трудностей.

Число моделей, допускающих относительно простые аналитические решения, в задачах индукционного каротажа весьма ограничено. Широко известны решения, позволившие исследовать поведение вертикальной компоненты магнитного поля магнитного диполя в средах с вертикальными цилиндрическими и горизонтальными плоскими границами. В более сложных моделях, таких как скважина-пласт ограниченной мощности, привлекаются весьма громоздкие методы, например, метод интегральных уравнений /9/. Численное исследование электромагнитных полей при решении прямых задач теории индукционного каротажа строгими методами требует довольно больших затрат времени на ЭВМ. В связи с этим особое значение приобретают приближенные способы расчета, обеспечивающие во многих моделях достаточную для практики точность.

К приближенным способам относятся метод предельно малого

параметра I , и метод, учитывающий скин-эффект во внешней области $I/2$.

На основе строгих и приближенных расчетов в работе выполнен анализ важнейших характеристик индукционного каротажа с применением высоких частот. Установлены основные закономерности поведения высокочастотного электромагнитного поля в средах с цилиндрическими и горизонтальными границами раздела. Исследованы радиальные и вертикальные характеристики зондов ВИК, их фокусирующие свойства и форма кривых профилирования при диаграмме разреза скважины и т.д.

Обоснованию конструкции зондов ВИК предшествовали лабораторные исследования, связанные с разработкой электростатических экранов и отдельных конструктивных узлов, позволившие улучшить помехозащищенность зондовых устройств.

Анализ влияния на фокусирующие свойства зондов технологических погрешностей позволил установить численные значения допусков на соответствующие размеры.

Камерное моделирование позволило исследовать влияние конструкции на основные характеристики фокусирующих зондов ВИК.

В работе также рассмотрены принципы измерений в индукционном каротаже и впервые описан способ измерения комплексной компоненты вторичного поля I/O . Даются обоснованные рекомендации по выбору основных электрических параметров приёмной цепи зондов ИК, построению измерительного комплекса аппаратуры ВИК и градуировке. Описана электрическая схема аппаратуры ВИК и результаты её опробования в различных геолого-геофизических условиях при измерении амплитуды вторичного поля, активной и комплексной компонент магнитного поля.

В заключение авторы считают своим долгом выразить признательность Э.Э.Фотиади, Р.С.Челокьяну, Н.Н.Сохранову, П.А.Зельцману, Н.Н.Зефинову, В.И.Островскому и К.А.Лебедеву, оказавшим большую помощь в организации конструкторских разработок аппаратуры ВИК.

Неоценима заслуга и творческая поддержка В.Д.Чухвичёва, И.М.Рисанова, В.В.Чернова, А.Ш.Книшмана, Э.И.Молочникова, В.Т.Чукина, Ю.Л.Брылкина и многих других, обеспечивших возможность проведения исследований в скважинах, бурящихся на нефть.

Авторы благодарны С.М.Аксельроду, Ю.Л.Брылкину, И.Ф.Изюмову, Е.П.Соколову, Л.А.Табаровскому за помощь и советы при анализе теории ВИК и разработке аппаратуры.

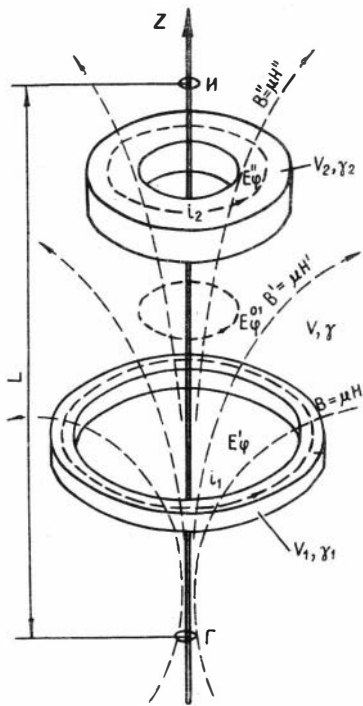
Большую помощь в осуществлении трудоёмких расчетов оказал В.С.Кривоуцкий, а палетки для интерпретации результатов диаграммы ВИК составил Н.Н.Зефиров.

Считаем своим приятным долгом выразить признательность Л.А.Табаровскому за труд по редактированию монографии.

Оформление работы выполнено Е.П.Рыбаковой.

ИНДУКЦИОННЫЙ КАРОТАЖ
С ПРИМЕНЕНИЕМ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

§ I. Приближенная теория индукционного каротажа
в области предельно низких частот



Р и с. I.I.

Рассмотрим модель, принятую в теории индукционного каротажа и схематически показанную на рис. I. I.

Среда σ с электропроводностью γ , окружающая возбуждающий (Г) и приемный (И) диполи, содержит соосные диполям объемные кольца $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$ произвольного сечения S_1, S_2, \dots, S_n с электропроводностями $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n$. Момент генераторного диполя M изменяется по гармоническому закону $-e^{-i\omega t}$.

Источник и приемник расположены соответственно в точках $Z=Z_0$ и $Z=Z_0+L$ (L — длина зонда).

В цилиндрической системе координат, при осесимметричном расположении установки Г-И относительно указанных областей (Z — ось симметрии),

электрическое поле имеет только одну компоненту - E_{φ} . Токи, индуцированные в областях $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$ и области σ не пересекают поверхностей объёмных колец. Силовые линии магнитного поля лежат в азимутальных плоскостях.

Вертикальная компонента магнитного поля H_{zu} , пронизывающего приемный магнитный диполь И, может быть представлена в следующем виде $/II/$:

$$H_{zu} = H_{zu}^{\sigma} + \sum_{i=1}^n \int_{\sigma_i} H_{zu}^{\sigma_i}(r_i, z_i) J_{\varphi}(r_i, z_i) dS. \quad (I.I)$$

Здесь σ

1) H_{zu} - магнитное поле магнитного диполя в среде σ с проводимостью γ (при $\gamma_1 = \gamma_2 = \dots = \gamma_n = \gamma$). В случае, когда $\gamma = 0$, магнитное поле, создаваемое круговым витком с током в произвольной точке оси витка, как известно, выражается следующим соотношением:

$$H_z^{\sigma} = \frac{2M}{4\pi r^3}. \quad (I.2)$$

2) $H_{zu}^{\sigma_i}(r_i, z_i)$ - поле расположенного в плоскости $Z = z_i$ токового кольца радиуса r_i с единичной силой тока;

3) $J_{\varphi}(r_i, z_i)$ - "избыточная" плотность тока в сечении объёмного кольца σ_i , определяемая соотношением $J_{\varphi}(r_i, z_i) = (\gamma_i - \gamma) E_{\varphi}(r_i, z_i)$.

Физический смысл соотношения (I.I) заключается в том, что части среды приписывается "аномальная" проводимость $\gamma_i - \gamma$ и "избыточные" токи $(\gamma_i - \gamma) E_{\varphi}$, протекающие в этих участках, считаются расположенными в среде с проводимостью γ .

Интегралы в соотношении (I.I) учитывают магнитные поля в среде σ , порожденные токами, протекающими в объёмных кольцах $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$.

В ряде случаев, когда в участках среды $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$ электрическое поле определено аналитически, соотношение (I.I) становится основой приближенных методов расчета магнитного поля.

Предположим, следуя Г.Доллю $/I/$, что напряженность электрического поля E_{φ} , а в проводящей среде вместе с ней и токи, появляется в результате изменения во времени только первичного магнитного поля H_z^{σ} , т.е. в качестве среды σ примем непроводящее пространство. При этом источником первичного электромагнит-

ного поля является магнитный диполь (катушка индуктивности) с переменным магнитным моментом:

$$M = M_0 e^{-i\omega t} = n S J e^{-i\omega t}.$$

Здесь

n и S - число витков и площадь витка;

J и ω - амплитуда тока и его круговая частота.

Предположение Г.Долля о распределении токов было подтверждено многочисленными опытами и экспериментами. Гипотеза Долля тем точнее отражает физическую действительность, чем ниже частота источника первичного поля, чем меньше электропроводность и чем меньше размеры внутренней области объема среды (вещества). При этом во внутренней области среды явление скин-эффекта отсутствует. Кроме того, на электрическое поле во внутренней области не оказывают влияния токи, индуцированные в других объемах среды. Таким образом, в области, описываемой теорией Долля, явление скин-эффекта не принимается во внимание. Однако влиянием скин-эффекта во всем пространстве пренебрегать нельзя, т.к. при удалении от источника, либо при повышении частоты или уменьшении удельного сопротивления токи в среде могут значительно отличаться от тех величин, которые определяются по теории Долля. И все же в окрестности первичного источника всегда можно выделить внутреннюю область, в которой активная компонента тока значительно преобладает над реактивной, а при достаточно низкой частоте или высоком удельном сопротивлении среды размеры этой внутренней области могут оказаться настолько большими, что вторичное магнитное поле будет определяться только одним током, а именно током, индуцированным первичным источником поля.

Этот вывод может быть распространен и на случай однородной среды, но область применения предположений Г.Долля в более сложных моделях необходимо устанавливать по строгим расчетам полей.

На основании гипотезы Г.Долля определим магнитное поле магнитного диполя в воздухе. В сферической системе координат, с полярной осью Z , направленной вдоль момента магнитного диполя, для магнитных составляющих поля имеем следующие выраже-

ния, в соответствии с рис. I.2:

$$H_R^0 = \frac{2M}{4\pi R^3} \cos \theta, \quad (I.3)$$

$$H_\theta^0 = \frac{M}{4\pi R^3} \sin \theta. \quad (I.4)$$

При $\theta = 0$, $H_R^0 = \frac{2M}{4\pi R^3}$ $H_\theta^0 = 0$.

При $\theta = 90^\circ$, $H_R^0 = 0$; $H_\theta^0 = \frac{M}{4\pi R^3}$.

Вертикальная компонента магнитного поля H_z^0 может быть выражена через сферические координаты R и θ :

$$H_z^0 = \frac{M}{4\pi R^3} (3 \cos^2 \theta - 1). \quad (I.5)$$

На оси z ($\theta = 0, \pi$) вертикальная компонента поля диполя равна

$$H_z^0 = H_R^0 = \frac{2M}{4\pi L^3}. \quad (I.6)$$

Циркуляцию электрического поля $E_\varphi(r, z)$ вдоль контура кольца радиуса r , расположенного в плоскости, нормальной к оси диполя и отстоящей от него на расстоянии $z = \sqrt{R_1^2 - r^2}$ (рис. I.2), можно определить как скорость изменения магнитного потока Φ , пронизывающего площадь этого кольца. Величина магнитного поля вычисляется в соответствии с предположением Г.Долля по формуле (I.5):

$$\begin{aligned} \oint E_\varphi(r, z) d\ell &= -\frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \int_S H_z^0 dS = \\ &= -\frac{2\mu}{4\pi} \frac{\partial M}{\partial t} \int_S \frac{1}{R^3} (3 \cos^2 \theta - 1) dS = \\ &= \frac{i\omega\mu M 2\pi}{4\pi} \int_0^r \frac{1}{R^3} \left(3 \frac{z^2}{R^2} - 1\right) r dr = \\ &= \frac{i\omega\mu M r^2}{2R_1^3}. \end{aligned} \quad (I.7)$$

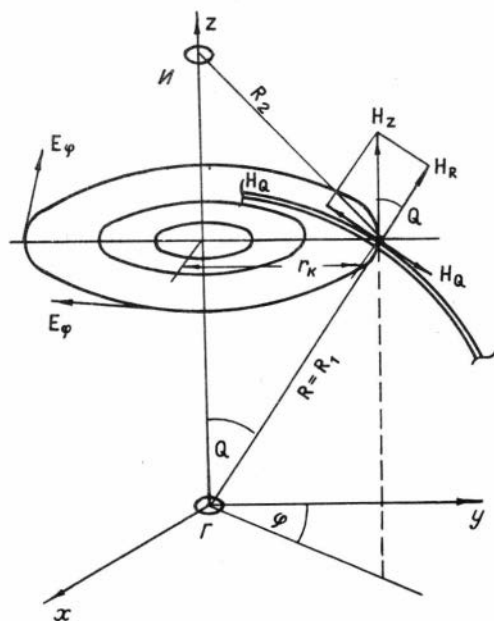


Рис.1.2

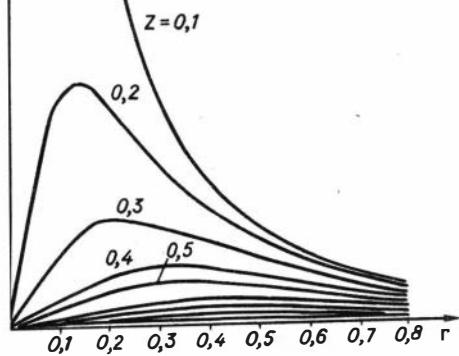


Рис.1.3

Очевидно,

$$\oint E_{\varphi} d\ell = 2\pi r E_{\varphi}. \quad (I.8)$$

Таким образом, для напряженности электрического поля получается следующее выражение:

$$E_{\varphi}(r, z) = \frac{i\omega\mu M r}{4\pi R_1^3}. \quad (I.9)$$

На рис. I.3 изображены графики $E_{\varphi}^*(r, z) = \frac{r}{R_1^3}$ в плоскостях, перпендикулярных оси магнитного диполя и отстоящих от диполя на расстояниях $z = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5$ и $1,0$ м. Как видно из рис. I.3, электрическое поле при малых значениях z резко возрастает при небольшом отклонении от оси диполя, а достигнув максимума, относительно медленно спадает. При удалении плоскости наблюдения от источника поля максимум напряженности E_{φ} смещается дальше от оси z , и становится менее острым.

Магнитное поле $H_{zu}^{\delta_i}$, создаваемое на оси z токовым кольцом радиуса r , принадлежащим области U_i , определяется следующим соотношением (R_2 - расстояние от контура кольца до точки измерения поля, $M_K = J_{\varphi} \pi r^2$):

$$H_{zu} = \frac{2M_K}{4\pi R_2^3} = \frac{2J_{\varphi}\pi r^2}{4\pi R_2^3} = \gamma_i E_{\varphi} \frac{r^2}{2R_2^3} \quad (I.10)$$

С учетом (I.9) получаем

$$H_{zu}^{\delta_i} = i \frac{\gamma_i \mu \omega M}{4\pi} \frac{r^3}{2R_1^3 R_2^3}. \quad (I.11)$$

Как следует из (I.1), (I.6) и (I.11), суммарная напряженность магнитного поля равна:

$$\begin{aligned} H_{zu} &= \frac{2M}{4\pi L^3} + \frac{i\omega\mu M}{4\pi} \sum_{i=1}^n \gamma_n \int_{S_i} \frac{r^3}{2R_1^3 R_2^3} dS = \\ &= \frac{2M}{4\pi L^3} + \frac{i\omega\mu M}{4\pi L} \sum_{i=1}^n \gamma_i Q_i. \end{aligned} \quad (I.12)$$

Здесь Q_i - геометрический фактор участка среды с площадью сечения S_i :

$$Q_i = \frac{L}{2} \int_{S_i} \frac{r^3}{R_1^3 R_2^3} dS . \quad (I.13)$$

Геометрический фактор полностью определяется размерами и положением элементарного кольца относительно генераторной и измерительной катушек, разнесенных на расстояние L . Переменный магнитный диполь, помещенный в среду с конечным значением электропроводности, создает вторичное магнитное поле, которое сдвинуто по фазе относительно прямого поля на угол $\pi/2$ и, согласно (I.12), имеет следующую связь с параметрами среды:

$$H_{zu}^a = \frac{\omega \mu M}{4 \pi L} \sum_{i=1}^n \gamma_i Q_i \quad (I.14)$$

H_{zu}^a - активная компонента суммарной напряженности магнитного поля.

Если среда, окружающая зонд, однородна и изотропна во всех направлениях и имеет электропроводность γ , то, измеряя активную компоненту магнитного поля, можно установить следующую связь проводимости γ с полем и параметрами установки:

$$\gamma = \frac{H_{zu}^a}{\frac{\omega \mu M}{4 \pi L}} , \quad (I.15)$$

поскольку геометрический фактор для однородной среды $Q_n = I/I$.

В общем случае неоднородной осесимметричной среды вводят величину кажущейся электропроводности:

$$\gamma_k = \frac{H_{zu}^a \text{ (неодн.)}}{\frac{\omega \mu M}{4 \pi L}} = \sum_{i=1}^n \gamma_i Q_i . \quad (I.16)$$

Из выражения (I.16) видно, что кажущаяся электропроводность связана с параметрами окружающей среды так же, как магнитные поля. Кажущаяся электропроводность по теории Г.Долля не зависит от

частоты и момента первичного источника, а целиком определяется геометрией областей и размерами установки.

Рассмотрим среду с двумя соосными цилиндрическими границами. Такая модель описывает скважину с радиусом α_c и проводимостью γ_c , зону проникновения фильтрата бурового раствора в пласт (соответствующие параметры - α_Δ и γ_Δ) и безграничный пласт с электропроводностью γ_n . В соответствии с (I.16) в такой среде

$$\gamma_k = \gamma_c Q_c + \gamma_\Delta Q_\Delta + \gamma_n Q_n. \quad (I.17)$$

Здесь Q_c , Q_Δ и Q_n - геометрические факторы скважины, зоны проникновения и пласта.

Если выразить кажущуюся удельную проводимость γ_k в единицах удельной проводимости пласта, то из (I.16) получим:

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_n} = \frac{H_{zu}^\alpha}{\frac{\omega \mu M}{4 \pi L} \gamma_n} \quad (I.18)$$

В выражении (I.18) величина $\frac{\omega \mu M \gamma_n}{4 \pi L}$ представляет собой активную компоненту магнитного поля первичного источника в однородной среде с проводимостью пласта. Обозначив эту величину через $(H_z^\alpha)^{одн}$, можно записать:

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_n} = \frac{H_{zu}^\alpha}{(H_z^\alpha)^{одн}}. \quad (I.19)$$

Таким образом, относительная кажущаяся удельная проводимость определяется отношением активных компонент сигналов, измеряемых с помощью измерительной катушки зонда ИК в неоднородной и однородной средах.

Геометрический фактор скважины, неограниченной в вертикальном направлении, можно записать, согласно (I.13), в следующем виде:

$$Q_c = \frac{L}{2\alpha_c} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\alpha_c} \frac{r^3 dr dz}{\sqrt{(r^2+z^2)^3} \cdot \sqrt{\left[\left(\frac{L}{\alpha_c} - z\right)^2 + r^2\right]^3}}. \quad (I.20)$$

Величина Q_c зависит от безразмерного параметра, определяемого отношением длины зонда к радиусу скважины (L/a_c).

Геометрический фактор зоны проникновения равен разности между геометрическим фактором цилиндра с радиусом зоны проникновения и геометрическим фактором цилиндра с радиусом скважины:

$$Q_{\Delta} = Q_c\left(\frac{L}{a_{\Delta}}\right) - Q_c\left(\frac{L}{a_c}\right). \quad (I.21)$$

Геометрический фактор пласта меньше единицы на величину геометрического фактора цилиндра с радиусом, равным радиусу зоны проникновения.

$$Q_n = 1 - Q_c\left(\frac{L}{a_{\Delta}}\right). \quad (I.22)$$

Таким образом, при определении кажущегося удельного сопротивления или активной компоненты магнитного поля в средах с цилиндрическими поверхностями раздела весьма важную роль играет понятие геометрического фактора цилиндра.

Известно несколько эквивалентных аналитических выражений для величины $Q_c(\alpha)$. Например, в работе /2/ получено следующее выражение для геометрического фактора скважины:

$$Q_c(\alpha) = 1 - \frac{2\alpha}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{m}{2} [2K_0(m)K_1(m) - m(K_1^2 - K_0^2)] \cos \alpha m \, dm. \quad (I.23)$$

Здесь $K_0(m)$ и $K_1(m)$ - функции Макдональда.

Геометрический фактор скважины может быть также выражен через эллиптические интегралы первого и второго родов /9/:

$$Q_c(\alpha) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{4}{\alpha^2}}} \left\{ E(k) + \frac{2}{\alpha^2} [E(k) - K(k)] \right\} \quad (I.24)$$

$$k = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + 4}}.$$

При малых значениях параметра α функция $Q_c(\alpha)$ близка к единице и имеет вид:

$$Q_c(\alpha) = 1 - 0,586\alpha. \quad (I.25)$$

При $\alpha \rightarrow \infty$ (длина зонда значительно превышает радиус скважины)

$$Q_c(\alpha) = \frac{1}{\alpha^2} + \frac{3 \ell n 2\alpha - 4,25}{\alpha^4}, \quad (I.26)$$

Значения величины геометрического фактора цилиндра как функции параметра α приведены в приложении в интервале α от 0,1 до 10 с шагом 0,01 и от 10 до 20 с шагом 0,05.

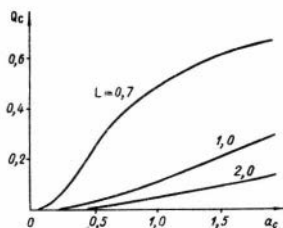
Кажущуюся электропроводность, выраженную соотношением (I.17), можно представить в следующем виде, если учесть (I.21) и (I.22):

$$\gamma_{\kappa} = (\gamma_c - \gamma_{\Delta}) Q_c\left(\frac{L}{a_c}\right) + (\gamma_{\Delta} - \gamma_n) Q_c\left(\frac{L}{a_{\Delta}}\right) + \gamma_n. \quad (I.27)$$

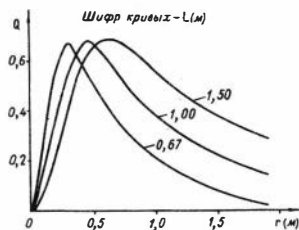
Из (I.27) следует, что кажущаяся электропроводность тем меньше отличается от проводимости пласта, чем меньше контрастность между электропроводностями сред (γ_c , γ_{Δ} и γ_n) и, главное, чем меньше геометрический фактор зонда в цилиндрах с радиусами скважины и зоны проникновения (a_c и a_{Δ}).

Таким образом, зависимость Q_c от радиуса цилиндра при заданной длине зонда отражает чувствительность установки к определенным участкам среды, поскольку, в соответствии с (I.16),

$$\gamma_{\kappa} = \frac{H_z^a}{\omega \mu M} \cdot \frac{1}{4\pi L}$$



Р и с. I.4.



Р и с. I.5.

Зависимость геометрического фактора от радиуса скважины при фиксированном значении длины зонда принято называть радиальной характеристикой двухкатушечного зонда — $Q_c(a_c)$.

На рис. I.4 приведены графики функции $Q_c(\alpha_c)$ при различных длинах зонда. Из рисунка видно, что геометрический фактор на начальном участке значений α_c тем меньше, чем больше длина зонда. Кроме того, с увеличением L уменьшается скорость возрастания радиальной характеристики. Для оценки характеристик индукционного зонда Г. Доллем введено понятие дифференциального геометрического фактора $/I/$, представляющего собой геометрический фактор тонкой цилиндрической оболочки, нормированный на её толщину.

На рис. I.5. приведены графики зависимости дифференциального геометрического фактора Q_r от радиуса (r) тонкого проводящего цилиндрического слоя. Из графиков видно, что с увеличением длины зонда максимум чувствительности смещается, удаляясь от оси зонда. При этом характерной особенностью кривых является уширение максимума. Вероятно, это связано с тем, что при длинном зонде геометрический фактор формируется большей поверхностью цилиндрического слоя, чем при коротком.

Отметим, что максимум кривых располагается на расстоянии, немного меньшем половины длины зонда. При малых расстояниях до поверхности цилиндра чувствительность резко падает с увеличением длины зонда. Так, например, если расстояние уменьшится с 0,2 м до 0,1 м, то для зонда длиной 0,67 м геометрический фактор снижается в 2,6 раза, а для зонда $L = 1,5$ м - в 4 раза.

С учетом всего сказанного можно сделать вывод, что чем меньше геометрический фактор на начальном участке и чем больше протяженность этого участка вдоль оси α_c , тем шире диапазон параметров скважины и зоны проникновения, при которых становится возможным определение истинной удельной проводимости пласта.

Как следует из соотношения (I.26) и таблицы значений $Q_c(\alpha)$, геометрический фактор с точностью $\sim 4\%$ равен $\frac{1}{\alpha^2} = \left(\frac{\alpha_c}{L}\right)^2$ при $\frac{L}{\alpha} \geq 10$. При этом выражение (I.27) можно записать в следующем виде:

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_n} \cong \frac{\alpha_c^2}{L^2} \left[\left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - \frac{\gamma_\Delta}{\gamma_n} \right) + \left(\frac{\gamma_\Delta}{\gamma_n} - 1 \right) \frac{\alpha_\Delta^2}{\alpha_c^2} \right] + 1. (I.28)$$

Для того, чтобы γ_k не более чем на 10% отличалось от γ_n , необходимо выполнение следующего неравенства, вытекающего из (I.28):

$$L^2 > 10\alpha_c^2 \left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - \frac{\gamma_\Delta}{\gamma_n} \right) + 10\alpha_\Delta^2 \left(\frac{\gamma_\Delta}{\gamma_n} - 1 \right). \quad (I.29)$$

Нетрудно видеть, что необходимая для обеспечения нужной точности длина зонда увеличивается по мере роста радиусов скважины и зоны проникновения. Влияние радиуса скважины существенно возрастает, если её электропроводность значительно превышает проводимость пласта и зоны проникновения. Особенно неблагоприятным является случай понижающего проникновения, когда электросопротивление промежуточной зоны меньше сопротивления пласта. Это наглядно иллюстрирует табл. I. I. Минимальные длины зондов (L) рассчитаны из условия (I.29) при $\alpha_c = 0,1$ м и относительно небольшом радиусе зоны проникновения ($\alpha_\Delta / \alpha_c = 4$).

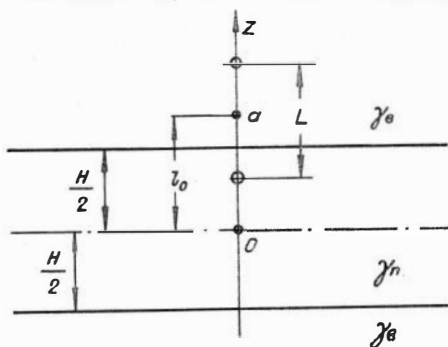
Т а б л и ц а I. I

γ_c / γ_n	100			50			10		
γ_Δ / γ_n	1/8	2	8	1/8	2	8	1/8	2	8
L (м)	3,0	3,4	4,5	2,0	2,5	4	1,5	1,5	3,4

Применение очень длинных двухкатушечных зондов, помимо технических трудностей, представляется нежелательным и по целому ряду других причин. В частности, удлинение зонда при фиксированной частоте может привести к нарушению условий применимости теории предельно малого параметра. Следовательно, в соответствии с (I. в), с увеличением длины зонда необходимо снижать частоту. Это обстоятельство создает дополнительные трудности при измерении удельного сопротивления высокоомных пластов. Кроме того, одновременное удлинение зонда и понижение частоты приводит к ухудшению вертикальной характеристики, т. е. увеличению влияния вмещающих пород. Это особенно неблагоприятно отражается на результатах измерений в случае, когда исследуемый пласт имеет относительно небольшую мощность по сравнению с длиной зонда и является более высокоомным, чем вмещающие породы.

Остановимся подробнее на вертикальных характеристиках двухкатушечных зондов.

В горизонтально-слоистых средах на показания зонда индукционного каротажа влияют мощность пласта и электропроводность вмещающих пород. Изучение влияния вмещающих пород при изменении электропроводности пласта целесообразно проводить на модели горизонтально-слоистой среды с двумя границами раздела (рис. I.6).



Р и с. I.6.

В рамках теории Г.Долля активная компонента магнитного поля магнитного диполя в такой среде, в соответствии с (I.14), описывается следующим соотношением:

$$H_{zu}^a = \frac{\omega \mu M}{4 \pi L} (\gamma_n Q_n + \gamma_0 Q_0) = \frac{\omega \mu M}{4 \pi L} [\gamma_n + (\gamma_0 - \gamma_n)(1 - Q_n)], \quad (I.30)$$

где Q_n и Q_0 - геометрические факторы, соответственно, пласта и вмещающих пород.

Вводя кажущуюся удельную электропроводность по аналогии с (I.19), получим:

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_n} = 1 + (1 - Q_n) \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_n} - 1 \right). \quad (I.31)$$

Г.Доллем введено понятие элементарного единичного пласта, мощность которого очень мала по сравнению с длиной зонда. Выражения для геометрического фактора такой тонкой пластины зависят от её положения относительно центра зонда.

а) Пластина находится в интервале зонда:

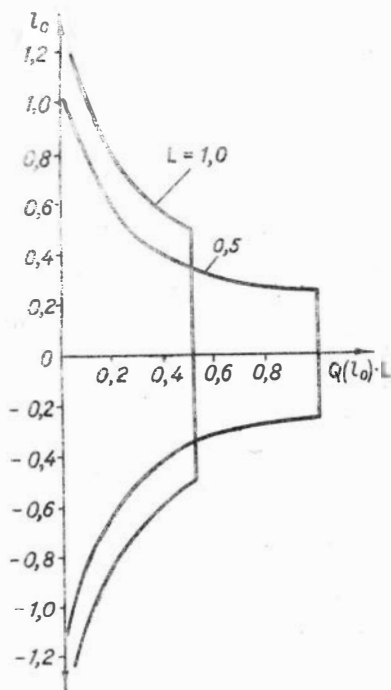
$$Q(\ell_0 \leq \pm \frac{L}{2}) = \frac{1}{2L} \quad (I.32)$$

Здесь l_0 - координата плоскости пластины относительно центра зонда.

б) Пластина - вне интервала зонда:

$$Q(l_0 \geq \pm \frac{L}{2}) = \frac{L}{8l_0^2} . \quad (I.33)$$

Геометрический фактор пластины в первом случае в соответствии с (I.32) не зависит от расстояния и определяется только длиной зонда: в интервале зонда геометрический фактор постоянен.



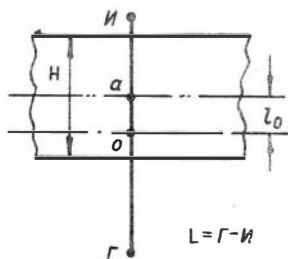
Р и с. I.7.

На рис. I.7 построена зависимость $Q(l_0) \cdot L$ для различного положения зонда относительно тонкого пласта. На графиках вертикальные участки кривых $[Q(l_0) = const]$ соответствуют случаю, когда элементарный пласт находится между датчиками зонда.

Вне интервала - $\frac{L}{2} \leq l_0 \leq \frac{L}{2}$ величина $Q(l_0)$ зависит от расстояния между пластиной и центром зонда и с его увеличением чувствительность к пласту уменьшается, в соответствии с (I.33), обратно пропорционально квадрату расстояния. Если пласт имеет конечную мощность, то величина его геометрического фактора находится путем суммирования геометрических факторов элементарных пластов.

Вид соотношений, описывающих Q_n , зависит от взаимного расположения пласта и датчиков зонда (всего возможно четыре характерных случая).

I. Границы пласта заключены между датчиками зонда (рис. I.8^a):



Р и с. I. 8^a.

$$l_0 < \frac{L}{2},$$

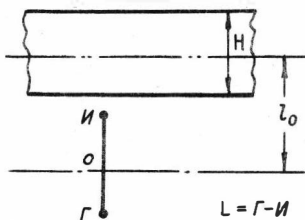
$$0 < h = \frac{H}{L} < 1 - \frac{2l_0}{L}.$$

Здесь l_0 - расстояние между центрами пласта и зонда.

Для этого случая

$$Q_n(l_0, h) = \frac{h}{2}. \quad (I.34)$$

П. Пласт целиком находится за пределами зонда (рис. I.8^б):



Р и с. I. 8^б

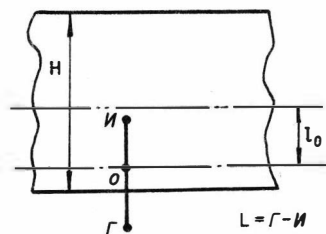
$$l_0 > \frac{L}{2},$$

$$0 < h < \frac{2l_0}{L} - 1.$$

Геометрический фактор описывается следующим выражением:

$$Q_n(l_0, h) = \frac{h}{\left(\frac{2l_0}{L}\right)^2 - h^2} \quad (I.35)$$

Ш. Пласт размещается так, что одна из его поверхностей всегда находится в интервале зонда, а вторая - вне этого интервала (рис. I.8^в):



Р и с. I. 8^в.

$$\pm \left(\frac{2l_0}{L} - 1 \right) < h < \frac{2l_0}{L} + 1$$

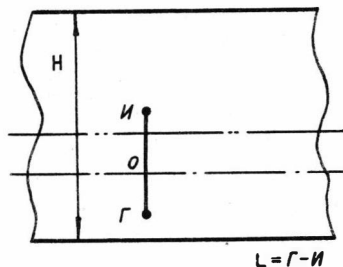
Левая часть неравенства относится к случаю, когда мощность пласта меньше длины зонда. При этом знаки плюс и минус отвечают таким положениям, при которых центр пласта находится соответственно вне интервала зонда.

Правая часть неравенства описывает случай, когда мощность пласта

превышает длину зонда. Для этого варианта

$$Q_n(\ell_o, h) = \frac{1}{2} - \frac{(\frac{2\ell_o}{L})^2 - h^2 + 1}{4(\frac{2\ell_o}{L} + h)} . \quad (I.36)$$

IV. Мощность пласта больше длины зонда, и зонд находится против интервала пласта (рис. I.8^Г):



Р и с. I.8^Г.

$$h > \frac{2\ell_o}{L} + 1$$

Геометрический фактор определяется соотношением:

$$Q_n(\ell_o, h) = 1 - \frac{h}{2[h^2 - (\frac{2\ell_o}{L})^2]} . \quad (I.37)$$

Рассмотрим выражение для кажущейся удельной проводимости в случае $H > L$ при центральном положении зонда.

Согласно (I.37),

$$Q_n(\ell_o = 0, H = L) = 1 - \frac{L}{2H} . \quad (I.38)$$

Подставив (I.38) в (I.3I), получим:

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_n} = \frac{L}{2H} \left(\frac{\gamma_b}{\gamma_n} - 1 \right) + 1 . \quad (I.39)$$

Из (I.39) следует, что величина кажущейся проводимости будет отличаться от истинной проводимости пласта не более чем на 10%, если

$$\frac{L}{2H} \left| \frac{\gamma_b}{\gamma_n} - 1 \right| < 0,1 . \quad (I.40)$$

Отсюда

$$h = \frac{H}{L} \geq 5 \left| \frac{\rho_n}{\rho_b} - 1 \right| \quad (1.41)$$

Если удельное сопротивление вмещающих пород больше, чем сопротивление пласта, то при мощности пласта, в пять раз превышающей длину зонда, влиянием вмещающих пород можно пренебречь, т.е. $\gamma_k \approx \gamma_n$.

При условии, когда $\rho_n > \rho_b$, влиянием токов, индуцированных во вмещающих породах, можно пренебречь при выполнении следующего соотношения:

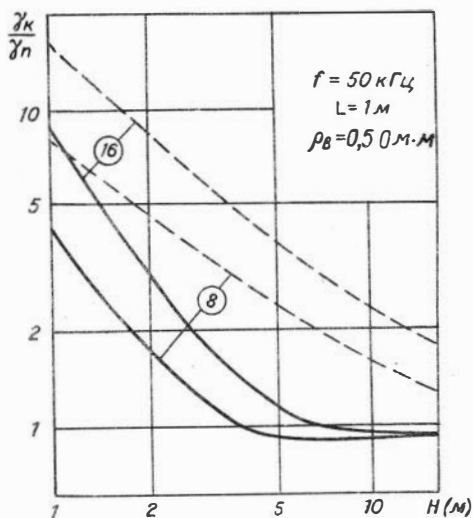
$$H > 5L \frac{\rho_n}{\rho_b}$$

Так, если $\rho_n = 3 \rho_b$, то измеренная величина удельного сопротивления не будет отличаться от истинного сопротивления пласта больше чем на 10%, если $H \geq 15L$.

Рассмотренный пример показывает, что с увеличением длины зонда вертикальная характеристика двухкатушечного зонда ухудшается. Отметим, что вертикальные характеристики зондов, питаемых высокочастотными токами, существенно отличаются от характеристик этих же зондов, полученных в соответствии с теорией Г.Долля. Это связано с тем, что при оценке вертикальных характеристик необходимо принимать во внимание явление скин-эффекта, не учитываемое теорией предельно малого параметра.

Влияние скин-эффекта на вертикальные характеристики двухкатушечных зондов можно оценить на модели, показанной на рис. 1.6.

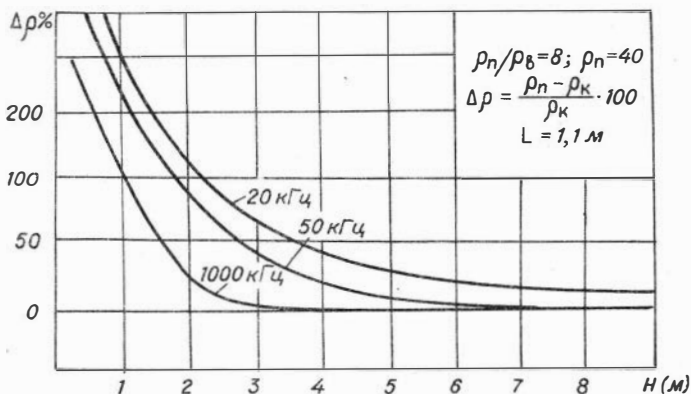
Из физических соображений ясно, что на достаточно высоких частотах скин-эффект в пласте должен приводить к заметному уменьшению искажающего влияния вмещающей среды (по сравнению с предсказываемым теорией Г.Долля). Расчеты подтверждают справедливость этого предположения. В качестве примера на рис. 1.9 показана зависимость кажущейся проводимости от мощности пласта для двух значений ρ_n (8 и 16 Ом·м). При этом отношение γ_k / γ_n рассчитано по теории Г.Долля (штриховые линии) и с учетом взаимодействия между индуцированными токами в среде (сплошные линии) по формуле



$$\frac{\gamma_k}{\delta n} = \frac{H z u^a}{(H z u^a)_{\text{одн.}}}$$

Как видно из сопоставления кривых, соответствующих одному и тому же значению ρ_n , влияние скин-эффекта значительно. Так, например, при $\rho_n = 16 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ (параметр "p" весьма мал: $p \approx 0,11$) и при мощности пласта, равной немногим более 6 м, $\gamma_k/\delta n = 1,1$ - по теории, учитывающей скин-эффект, и $\gamma_k/\delta n = 3,2$ - по теории Г.Долля.

Р и с. I.9.



Р и с. I.10.

На рис. I.10 приведены кривые, иллюстрирующие влияние частоты на вертикальные характеристики зонда ИК. Из рис. I.10 видно, что скин-эффект сказывается тем заметнее, при прочих равных условиях, чем больше частота поля. Так, например, при толщине

пласта 2,5 м ошибка в определении удельного сопротивления за счет влияния вмещающих пород на частоте 1000 кГц не превышает 10%, тогда как на частотах 50 и 20 кГц - 60 и 80 % соответственно.

§ 2. Приближенная теория индукционного каротажа, учитывающая скин-эффект во внешней области

Рассмотрим двухслойную среду с одной цилиндрической границей раздела (скважина-пласт). Пространство, окружающее зонд ИК, условно разобьем на две области: внутреннюю, в которой находится зонд (скважина), и внешнюю (пласт).

Приближенная теория индукционного каротажа /2/, позволяющая учесть скин-эффект во внешней области, основана на следующих предположениях:

I. Электрическое поле во внутренней области возникает только в результате изменения во времени первичного магнитного поля источника возбуждения, а скин-эффект отсутствует. Иными словами, вихревые токи в этой области распределены в соответствии с теорией Г.Долля.

II. Скин-эффект во внешней области проявляется так же, как в однородной среде с электропроводностью пласта, т.е. токи, индуцированные в этой области, не взаимодействуют с токами, наведенными во внутренней области.

На основе этих предположений в работе /2/ получено приближенное выражение для магнитного поля на оси скважины:

$$H_{zu} = H_{zu}^0 + i \frac{\omega \mu M}{4 \pi L} (\gamma_c - \gamma_n) Q_c \left(\frac{L}{a_c} \right), \quad (1.42)$$

где H_{zu}^0 - магнитное поле магнитного диполя в однородной среде с электропроводностью γ_n .

Выражение (I.1) для магнитного поля магнитного диполя в неоднородной среде позволяет определить электрические и геометрические параметры среды и размеры зондов, при которых выполняются предположения, лежащие в основе рассматриваемой теории.

Если в качестве среды \mathcal{U} рассматривать бесконечное однородное пространство с проводимостью пласта, а область \mathcal{U}' счи-

тать скважину, то выражение (I.I) можно записать в следующем виде:

$$H_{zu} = H_{zu}^v + \int_{S_1} H_{zu}^{v_1}(r, z) J_{\varphi}(r, z) dS. \quad (I.43)$$

Поле магнитного диполя в однородной среде с проводимостью γ_n и токового кольца в этой же среде соответственно равны /2/:

$$H_{zu}^v = \frac{2M}{4\pi L^3} e^{-k_n L} (1 + k_n L), \quad (I.44)$$

$$H_{zu}^v = \frac{2M_k}{4R_2^3} e^{-k_n L} (1 + k_n L). \quad (I.44^a)$$

Здесь

M_k - момент токового кольца с единичным током $J = I$ и радиусом кольца $r_k = r$;

R_2 - расстояние от контура кольца до приемной катушки зонда;

k_n - волновое число в пласте.

Учитывая связь плотности избыточного тока J_{φ} в скважине с электрическим полем, можно записать соотношение (I.43) в следующем виде:

$$H_{zu} = H_{zu}^v + (\gamma_c - \gamma_n) \int_{S_1} H_{zu}^{v_1}(r, z) E_{\varphi}(r, z) dS. \quad (I.45)$$

В соответствии с основными предположениями I и II можно в качестве выражений для $H_{zu}^{v_1}$ и E_{φ} использовать соотношения (I.9), (I.10):

$$H_{zu}^v = \frac{r^2}{2R_2^3},$$

$$E_{\varphi} = \frac{i\omega \mu M r}{4\pi R_1^3}.$$

В результате получается приближенное выражение для поля на оси скважины (I.42).

Кажущуюся удельную электропроводность можно определить

как отношение магнитного поля в неоднородной среде H_{zu} к магнитному полю H_{zu}^0 в однородной среде с учетом скин-эффекта:

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_n} = \frac{H_{zu}}{H_{zu}^0}. \quad (I.46)$$

При измерении активной компоненты вторичного поля

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_n} = \frac{H_{zu}^a}{(H_{zu}^0)^a}. \quad (I.47)$$

Индекс "a" означает активную компоненту.

Рассмотрим активную компоненту поля диполя в однородной среде:

$$(H_z^0)^a = J_m \left[\frac{2M}{4\pi L^3} e^{-k_n L} (1 + k_n L) \right]. \quad (I.48)$$

Выражение для волнового числа k_n в зависимости от параметров среды и частоты имеет следующий вид:

$$k_n^2 = -i\gamma_n \mu \omega - \omega^2 \epsilon_n \mu. \quad (I.49)$$

Здесь ϵ_n - диэлектрическая проницаемость пласта.

При обычно встречающихся значениях величин ϵ и γ горных пород осадочного комплекса токи смещения не оказывают заметного влияния на вторичное магнитное поле в широком диапазоне частот /7,12/, т.е. $\gamma \gg \omega \epsilon$.

Поэтому

$$k_n = \sqrt{-i \frac{\gamma_n \mu \omega}{2}} = (1-i) \sqrt{\frac{\gamma_n \mu \omega}{2}}. \quad (I.50)$$

Очевидно, параметр δ (толщина скин-слоя), как это видно из (I.44), (I.50), определяет скорость пространственного затухания поля в проводящей среде:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\frac{\gamma_n \mu \omega}{2}}} = \sqrt{\frac{2}{\gamma_n \mu \omega}}. \quad (I.51)$$

При этом длина волны в среде

$$\lambda = 2\pi\delta = 2\pi\sqrt{\frac{2}{\gamma_n\mu\omega}}.$$

Вводя параметр ρ , —

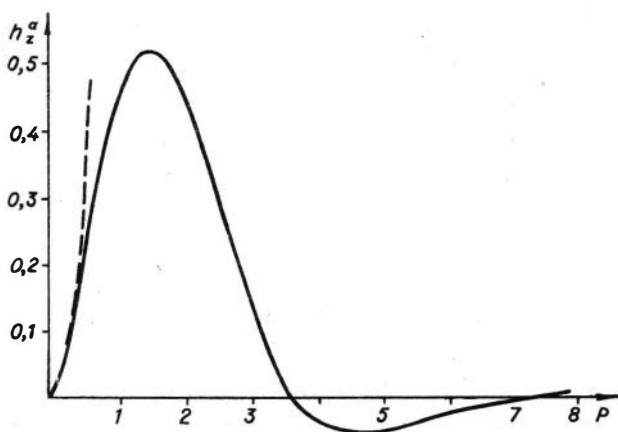
$$\rho = \frac{L}{\delta}, \quad (I.52)$$

можно выражение для активной компоненты поля, в соответствии с (I.48), (I.50), (I.52), представить в виде:

$$\begin{aligned} H_{zu}^{\alpha} &= \frac{2M}{4\pi L^3} \mathcal{J}_m \left\{ e^{-(1-i)\rho} [1 + (1-i)\rho] \right\} = \\ &= \frac{2M}{4\pi L^3} e^{-\rho} [(1+\rho)\sin\rho - \rho\cos\rho]. \end{aligned} \quad (I.53)$$

Здесь $\frac{2M}{4\pi L^3}$

— магнитное поле на оси магнитного диполя в воздухе.



Р и с. I. II.

На рис. I. II показан график функции $h_z^{\alpha} = \frac{H_{zu}^{\alpha}}{M\sqrt{2\pi L^3}}$ (сплошная линия). По оси абсцисс отложены значения параметра ρ .

При малых значениях ρ ($\rho \ll 0,1$)

$$h_z^\alpha \approx \rho^2 = \frac{\gamma_n \mu \omega}{2} L^2,$$

т.е. измеряемый сигнал нарастает пропорционально проводимости среды и определяется токами, сосредоточенными в области, где отсутствует скин-эффект. На рис. I. II этому случаю соответствует пунктирная кривая.

С увеличением параметра ρ начинает проявляться скин-эффект и поле (или измеряемая э.д.с.) становится меньше по сравнению с полем, рассчитанным по приближенной теории Г. Долля. Как видно из рис. I. II, участок, на котором кривые совпадают, соответствует малым значениям h_z^α и ρ .

Таким образом, в теории индукционного каротажа, учитывающей скин-эффект, связь между измеряемым сигналом (γ_k) и истинным удельным сопротивлением пласта, при достаточно высоких частотах или значительных длинах зонда, становится нелинейной. Поэтому при интерпретации результатов измерений пользуются градуировочной кривой, отражающей зависимость измеренного зондом в однородной среде сигнала от параметров установки и электропроводности этой среды. Интерпретация производится по восходящей ветви градуировочной кривой. При этом верхний предел удельных сопротивлений (ρ_{max}) определяется по порогу чувствительности аппаратуры, при котором максимальные значения фонового сигнала составляли бы не более 10% полезного. Если определить порог чувствительности ϵ в единицах поля в воздухе, то, очевидно, $\rho_{min}^2 \approx \epsilon$ или

$$\gamma_{min} \approx \frac{10^7 \epsilon}{4 \pi^2 L^2 f}.$$

Здесь $[\gamma]$ - I/Ом·м, $[f]$ - Гц, $[L]$ - м.

Верхний предел электропроводности среды лежит в окрестности первого максимума градуировочной кривой и зависит от точности измерения поля, а также требований, предъявляемых к точности интерпретации. Рассмотрим угол наклона α касательной к градуировочной кривой $h_z^\alpha(\rho)$, учитывая, что эти кривые строятся обычно в билогарифмическом масштабе:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\partial \ln h_z^a}{\partial \ln \rho} = \frac{\rho}{h_z^a} \frac{\partial h_z^a}{\partial \rho} = \frac{\rho}{h_z^a} \frac{\Delta h_z^a}{\Delta \rho} = \frac{\delta h_z^a}{\delta \rho}. \quad (\text{I.54})$$

Здесь δh_z^a и $\delta \rho$ - относительные приращения величин h_z^a и ρ . Таким образом, если, например, в окрестности максимума $\delta h_z^a = 0,05$ и при этом необходимо обеспечить точность интерпретации $\delta \rho = 0,1$, то, очевидно, верхний предел электропроводности лежит в точке, где $\operatorname{tg} \alpha = 0,5$ и $\alpha \approx 26^\circ 40'$.

§ 3. О пределах применимости приближенной теории ИК, учитывающей скин-эффект

В практике индукционного каротажа полезно иметь простые формулы для оценки геометрических и электромагнитных параметров скважины, зоны проникновения, пласта и установки, при которых можно не считаться с явлением скин-эффекта во внутренней области среды. Практически, чтобы получить подобного рода оценки, необходимо установить границы применимости приближенной формулы (I.42).

Подынтегральную функцию в (I.1) можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} [i(H_{zu}^{\sigma_1})^a + (H_{zu}^{\nu_1})^a] (iJ_\varphi^a + J_\varphi^p) = & [(H_{zu}^{\nu_1})^p \cdot J_\varphi^p - (H_{zu}^{\nu_1})^a J_\varphi^a] + \\ & + i[(H_{zu}^{\nu_1})^a J_\varphi^p + (H_{zu}^{\nu_1})^p \cdot J_\varphi^a]. \end{aligned} \quad (\text{I.55})$$

В (I.55) индексом p обозначены реактивные составляющие магнитного поля и тока, сдвинутые по фазе относительно активных компонент на $\pi/2$.

Активная компонента магнитного поля в неоднородной среде, с учетом (I.55) и (I.1), имеет вид:

$$H_{zu}^a = H_{zu}^{\nu a} + \int_S [J_\varphi^a (H_{zu}^{\nu_1})^p + J_\varphi^p (H_{zu}^{\nu_1})^a] dS. \quad (\text{I.56})$$

Из (I.44)

$$\begin{aligned}
 H_{zu}^{\sigma} &= e^{-(1-i)p} [1 + (1-i)p] \frac{2M}{4\pi L^3} = \\
 &= \left\{ [(1+p)\cos p + p\sin p] + i[(1+p)\sin p - p\cos p] \right\} e^{-p} = \\
 &= e^{-p} \cdot e^{ip} (1+p-ip) \cdot \frac{2M}{4\pi L^3}. \quad (I.57)
 \end{aligned}$$

Поскольку

$$\begin{aligned}
 e^{-p} &\approx 1 - p + \frac{1}{2}p^2 - \frac{1}{6}p^3 + \frac{1}{24}p^4 - \frac{1}{120}p^5, \\
 e^{ip} &\approx \left(1 - \frac{1}{2}p^2 + \frac{1}{24}p^4 - \frac{1}{144}p^6\right) + i\left(p - \frac{1}{6}p^3 + \frac{1}{120}p^5\right).
 \end{aligned}$$

то для реактивной и активной компонент первичного магнитного поля получаются следующие выражения:

$$H_{zu}^{up} = \frac{2M}{4\pi L^3} \left(1 - \frac{2}{3}p^3 + \frac{1}{2}p^4 - \frac{2}{15}p^5 - \frac{1}{120}p^6\right), \quad (I.58)$$

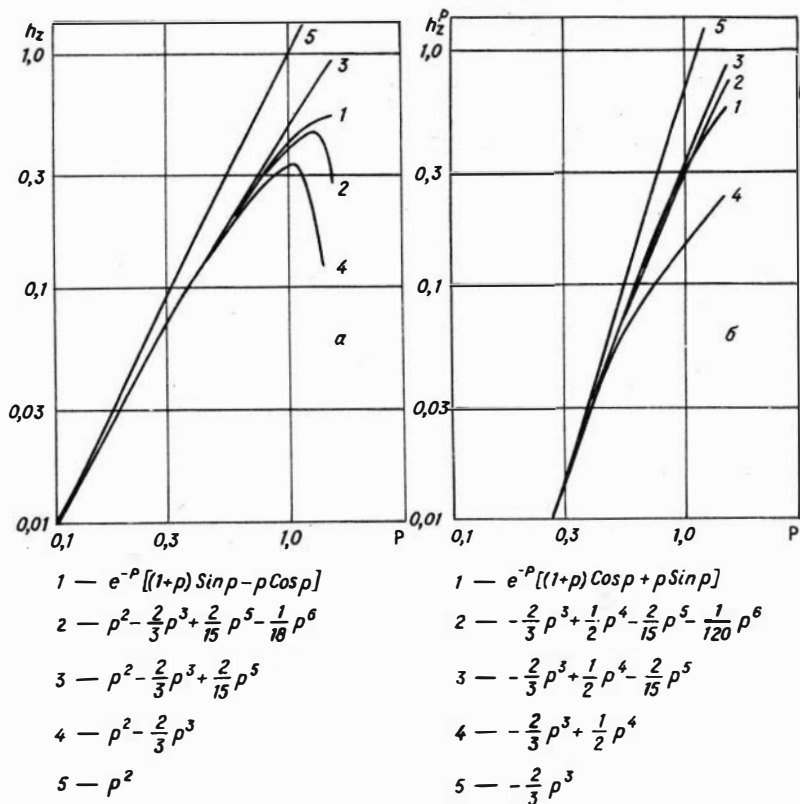
$$H_{zu}^{ua} = \frac{2M}{4\pi L^3} \left(p^2 - \frac{2}{3}p^3 + \frac{2}{15}p^5 - \frac{1}{18}p^6\right). \quad (I.59)$$

На рис. I.12^a изображены кривые, отражающие зависимость относительного значения магнитного поля

$$h_z^{одн}(p) = \frac{H_{zu}^{одн}}{2M/4\pi L^3}$$

от количества принимаемых во внимание членов разложения по параметру p .

В соответствии с кривой 5 рис. I.12^a, при $p \leq 0,1$, поле с точностью до 10% описывается первым членом разложения ($h_z^{одн} = p^2$). Члены p^3 и p^5 , в соответствии с рис. I.12^a,



Р и с. I.12^{а,б}.

учитывают влияние скин-эффекта при больших значениях параметра. С точностью до $\sim 10\%$

$$h_z = \rho^2 - \frac{2}{3} \rho^3, \text{ если } \rho \leq 0,5 \text{ (кривая 4);}$$

$$h_z = \rho^2 - \frac{2}{3} \rho^3 + \frac{2}{15} \rho^5, \text{ если } \rho \leq 1,0 \text{ (кривая 3).}$$

Для магнитного поля кольца, входящего в подынтегральное выражение (I.56), по аналогии с предыдущим и, в соответствии с (I.44^а), имеем:

$$(H_{zu}^{\alpha_1})^p = \frac{r^2}{2R_2^3} \left(1 - \frac{2}{3} p^3 + \frac{1}{2} p^4 - \frac{2}{15} p^5 - \frac{1}{120} p^6 \right), \quad (I.60)$$

$$(H_{zu}^{\alpha_1})^a = \frac{r^2}{2R_2^3} \left(p^2 - \frac{2}{3} p^3 + \frac{2}{15} p^5 - \frac{1}{18} p^6 \right). \quad (I.61)$$

В работе /13/ относительно величин, входящих в соотношение (I.56), доказаны следующие утверждения:

1) главный член разложения реактивной компоненты электрического поля имеет порядок ω^2 ;

2) все члены разложения активной компоненты электрического поля вплоть до $\omega^{5/2}$ совпадают с соответствующими членами разложения активной компоненты первичного электрического поля, т.е. поля магнитного диполя в однородной среде с проводимостью γ_n . Приведенные утверждения позволяют, во-первых, пренебречь вторым слагаемым в подынтегральном выражении (I.56) с точностью до членов разложения $\sim p^6$ и, во-вторых, в качестве тока J_φ , в соответствии с замечанием к соотношению (I.I), принять величину

$$J_\varphi^a = (\gamma_c - \gamma_n) E_\varphi^a. \quad (I.62)$$

При этом разложение активной компоненты электрического поля может быть ограничено членом $\sim p^5$:

$$\begin{aligned} E_\varphi^a &= \frac{\omega \mu M r}{4 \pi R_1^3} J_m \left\{ i e^{-(1-i)\frac{R_1}{\delta_n}} \left[1 + (1-i) \frac{R_1}{\delta_n} \right] \right\} = \\ &= \frac{\omega \mu M r}{4 \pi R_1^3} \left[(1+p) \cos p + p \sin p \right] e^{-p} = \\ &= \frac{\omega \mu M r}{4 \pi R_1^3} \left(1 - \frac{2}{3} p^3 \right) = \frac{M r}{2 \pi \gamma_n R_1^3} p^2 \left(1 - \frac{2}{3} p^3 \right). \quad (I.63) \end{aligned}$$

Окончательно для тока J_φ^a получим:

$$J_\varphi^a = \frac{M r}{2 \pi R_1^3} \cdot \frac{\gamma_n \mu \omega}{2} \left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - 1 \right) \left(1 - \frac{2}{3} p^3 \right). \quad (I.64)$$

Подставляя в (I.56) величины H_{zu}^a , (H_{zu}^{σ}) и $J\varphi$, описываемые уравнениями (I.59), (I.60), (I.64), получим после несложных вычислений следующее соотношение:

$$H_{zu}^a = \frac{2M}{4\pi L^3} \left\{ \rho^2 - \frac{2}{3} \rho^3 \left[1 + \left(\frac{a_c^2}{\delta_c^2} - \frac{a_c^2}{\delta_n^2} \right) \right] + \right. \\ \left. + \frac{2}{15} \rho^5 + \left(\frac{a_c^2}{\delta_c^2} - \frac{a_c^2}{\delta_n^2} \right) \right\}. \quad (I.65)$$

Здесь $a_c = r$ - радиус скважины,

$$\rho = \frac{L}{\delta_n} = \sqrt{\frac{\gamma_n \mu \omega}{2}} L, \quad \delta_c = \sqrt{\frac{2}{\gamma_c \mu \omega}}, \quad \delta_n = \sqrt{\frac{2}{\gamma_n \mu \omega}}.$$

Если $a_c = 0$, то выражение (I.65) переходит, с точностью до третьего члена разложения, в соотношение (I.59), описывающее активную компоненту поля в однородной среде.

Сравнение расчетов, выполненных приближенными методами и по строгим формулам, позволяет установить довольно четкие границы применимости приближенной теории, учитывающей скин-эффект во внешней области.

Рассмотрим вначале двухслойную цилиндрически-слоистую среду.

В выражении (I.65) сумма членов $\rho^2 - \left(\frac{a_c^2}{\delta_c^2} - \frac{a_c^2}{\delta_n^2} \right)$ совпадает с активной компонентой магнитного поля диполя, определенной выражением (I.14) по теории Г.Долля. Действительно,

$$\rho^2 \left(\frac{a_c^2}{\delta_c^2} - \frac{a_c^2}{\delta_n^2} \right) = \rho^2 \left[1 + \frac{a_c^2}{L^2} \left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - 1 \right) \right] = \rho^2 \left[1 + \frac{1}{\alpha^2} \left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - 1 \right) \right], \quad (I.66)$$

что совпадает с выражением (I.14) при $L \gg a_c$, поскольку в этом случае $Q_c \approx \frac{1}{\alpha^2}$, $Q_n \approx 1$.

Второй и третий члены в соотношении (I.65), пропорциональные ρ^3 и ρ^5 , учитывают влияние скин-эффекта. При этом скин-эффект в цилиндрически-слоистой среде будет проявляться так же, как в однородной с проводимостью пласта, если, согласно (I.65),

выполнены следующие условия:

$$\frac{a_c}{\delta_c} \ll 1, \quad \frac{a_c}{\delta_c} \ll 1, \quad (I.67)$$

Т. е. , толщина скин-слоя как в скважине, так и в пласте должна значительно превосходить радиус скважины. К этим условиям следует добавить ограничения на величину параметра ρ , возникающие в связи с тем, что при выводе соотношения (I.65) были использованы разложения (I.59), (I.60).

Обозначим верхнюю границу допустимых значений параметра ρ через ρ_0 . Тогда ограничения на параметр ρ можно записать в виде $\rho < \rho_0$. При этом ограничении и условии (I.67) приближенная формула (I.42) правильно учитывает скин-эффект в пласте с точностью до членов разложения ρ^3 . Если, кроме того, выполняется условие

$$\frac{2}{3} \rho^3 \left(\frac{a_c^2}{\delta_c^2} - \frac{a_c^2}{\delta_n^2} \right) \ll \frac{2}{15} \rho^5 \quad (I.68)$$

или

$$L \gg a_c \left[5 \left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - 1 \right) \right]^{1/2}, \quad (I.69)$$

то соотношение (I.42) справедливо по активной компоненте магнитного поля с точностью до членов $\sim \rho^5$.

В случае, когда модель среды трехслойная (скважина- зона проникновения-пласт), вычисления, сходные с двухслойной средой, дают следующее соотношение для магнитного поля:

$$H_{zu}^a = \frac{2M}{4\pi L^3} \left\{ \frac{\gamma_c}{\gamma_n} \left(\frac{a_c}{\delta_n} \right)^2 - \frac{\gamma_\Delta}{\gamma_n} \left(\frac{a_c}{\delta_n} \right)^2 + \frac{\gamma_\Delta}{\gamma_n} \left(\frac{a_\Delta}{\delta_n} \right)^2 - \left(\frac{a_\Delta}{\delta_n} \right)^2 + \rho^2 - \frac{2}{3} \rho^3 \left[1 + \left(\frac{a_c}{\delta_c} \right)^2 - \left(\frac{a_c}{\delta_\Delta} \right)^2 + \left(\frac{a_\Delta}{\delta_\Delta} \right)^2 - \left(\frac{a_\Delta}{\delta_n} \right)^2 \right] + \frac{2}{15} \rho^5 \right\} \quad (I.70)$$

Из (I.70), полагая $Q_c = \left(\frac{a_c}{L} \right)^2$, получаем приближенное выражение для магнитного поля на оси скважины:

$$H_{zu} = H_{zu}^0 + i \frac{\omega \mu M}{4\pi L} [Q_c(\gamma_c - \gamma_n) + Q_\Delta(\gamma_\Delta - \gamma_n)]. \quad (I.71)$$

Условия, при которых это выражение правильно учитывает явление скин-эффекта в пласте, следующие:

$$\frac{a_c}{\delta_c} \ll 1, \quad \frac{a_\Delta}{\delta_\Delta} \ll 1, \quad \frac{a_\Delta}{\delta_n} \ll 1 \quad (\partial\sigma \sim \rho^3) \quad (I.72)$$

и

$$\frac{L}{a_c} \gg \sqrt{5 \left[\left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - 1 \right) + \left(\frac{\gamma_\Delta}{\gamma_n} - 1 \right) \left(\frac{a_\Delta^2}{a_c^2} - 1 \right) \right]^{1/2}} \quad (\partial\sigma \sim \rho^5). \quad (I.73)$$

Соотношения (I.72) означают, что толщина скин-слоя в скважине значительно превышает её радиус, а в пласте и зоне проникновения толщина скин-слоя значительно превосходит радиус промежуточной зоны (a_Δ).

Таким образом, приближенная теория, учитывающая скин-эффект во внешней области, описывает при условиях (I.67), (I.72) и соответствующих ограничениях на параметр ρ активную компоненту магнитного поля на оси скважины с точностью до членов $\sim \rho^3$, а в случае достаточно длинных зондов, согласно (I.69), (I.73), — с точностью до $\sim \rho^5$. Все это позволяет утверждать, что приближенная теория, учитывающая скин-эффект во вмещающей среде, справедлива в значительно более широком диапазоне частот, чем теория Г.Долля.

Более четкие, чем это установлено соотношениями (I.72), (I.73), границы применимости приближенной теории, учитывающей скин-эффект во внешней области, могут быть определены путем сравнения расчетов по формулам (I.42), (I.65) со строгими расчетами /9/ по выражениям, полученным при решении граничной задачи /2/. Анализ показывает, что приближенная теория, учитывающая скин-эффект во внешней области, справедлива в цилиндрически-слоистых средах с точностью не менее 10% при следующих ограничениях на параметры модели:

$$\left\{ \begin{array}{l} \max \left[\left(\frac{a_c}{\delta_c} \right), \left(\frac{a_\Delta}{\delta_\Delta} \right) \right] < 0,3, \\ \frac{L}{\delta_n} < 1,5 \end{array} \right. \quad (I.74)$$

$$\frac{L}{\delta_n} < 1,5 \quad (I.75)$$

или

$$\left\{ \begin{array}{l} \min \left(\frac{\lambda_c}{a_c}, \frac{\lambda_\Delta}{a_\Delta} \right) > 20, \\ \frac{\lambda_n}{L} > 4. \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (I.74^a) \\ (I.75^a) \end{array}$$

Условия (I.74)-(I.75) в двухслойной среде дают возможность оценить для каждой заданной частоты максимальную проводимость и диаметр скважины, при которых во внутренней области справедлива гипотеза Г.Долля. В табл. I.2 приведены максимальные размеры диаметров скважины d_c или зоны проникновения D_Δ для нескольких значений частот.

Т а б л и ц а I.2

f (кГц)	ρ_c или ρ_Δ											
	0,1	0,2	0,3	0,5	0,7	1,0	2,0	5,0	10,0	15,0	30,0	
10	1,0	1,4	1,6	2,2	2,5	3,2	4,5	6,7	10	>		
20	0,7	1,0	1,2	1,6	1,8	2,2	3,2	4,7	7,0	>		
50	0,4	0,6	0,7	1,0	1,1	1,4	2,0	3,0	4,5	5,2	7,4	
70	0,35	0,5	0,6	0,8	0,9	1,1	1,6	2,5	3,6	4,4	6,2	
200	0,25	0,3	0,35	0,5	0,55	0,7	1,0	1,5	2,2	2,7	3,7	
1000			<	0,2	0,25	0,3	0,4	0,7	1,0	1,2	1,6	

Из табл. I.2 видно, например, что при удельном сопротивлении бурового раствора, равном 0,2 Ом-м, и диаметре скважины более 0,3 м частота источника возбуждения зонда ИК не должна превышать 200 кГц. Отметим, что при тех же размерах скважины ($d_c = 0,3$ м) и частоте, равной 1000 кГц, минерализация раствора должна быть такой, чтобы удельное сопротивление жидкости в скважине не было бы меньше одного ом-метра.

Отметим, что в случае достаточно длинных зондов формулы, аналогичные соотношениям (I.65) и (I.70), могут быть получены из выражений, описывающих поле магнитного диполя в цилиндрически-слоистой среде в дальней зоне. Так, в работе /13/ приведены следующие выражения:

а) двухслойная среда

$$H_{zu} = \frac{2M}{4\pi L^3} \frac{e^{-k_n L} (1 + k_n L)}{I_0^2(\sqrt{k_c^2 - k_n^2} a_c)}; \quad (I.76)$$

б) трехслойная среда

$$H_{zu} = \frac{2M}{4\pi L^3} \frac{e^{-k_n L} (1 + k_n L)}{I_0^2(\sqrt{k_c^2 - k_n^2} a_c) I_0^2(\sqrt{k_\Delta^2 - k_n^2} a_\Delta)}; \quad (I.77)$$

Здесь $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя;
 k_c , k_Δ и k_n – волновые числа скважины, зоны проникновения и пласта, соответственно.

Разлагая функции $I_0(x)$ в ряд, можно получить из (I.76) следующее выражение для активной компоненты вторичного поля:

$$\begin{aligned} H_{zu}^a &= J_m \left[\frac{2M}{4\pi L^3} e^{-k_n L} (1 - kL) \left(1 - \frac{k_c^2 - k_n^2}{2} a_c^2 \right) \right] = \\ &= \frac{2M}{4\pi L^3} \left[\frac{a_c^2}{\delta_c^2} - \frac{a_c^2}{\delta_n^2} + \rho^2 - \frac{2}{3} \rho^3 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{3} \rho^3 \left(\frac{a_c^2}{\delta_c^2} - \frac{a_c^2}{\delta_n^2} \right) + \frac{2}{15} \rho^5 \right], \end{aligned}$$

что совпадает с выражением (I.65).

Аналогично в трехслойной среде:

$$\begin{aligned} H_{zu}^a &= \frac{2M}{4\pi L^3} \left[\frac{a_c^2}{\delta_c^2} - \frac{a_c^2}{\delta_\Delta^2} + \frac{a_\Delta^2}{\delta_\Delta^2} - \frac{a_\Delta^2}{\delta_n^2} + \rho^2 - \right. \\ &\quad \left. - \frac{2}{3} \rho^3 \left[1 + \frac{a_c^2}{\delta_c^2} - \frac{a_c^2}{\delta_\Delta^2} + \frac{a_\Delta^2}{\delta_\Delta^2} - \frac{a_\Delta^2}{\delta_n^2} \right] + \frac{2}{15} \rho^5 \right]. \end{aligned}$$

Полученное выражение совпадает с соотношением (I.70).

Приближенный метод расчета магнитного поля в модели скважина-пласт конечной мощности можно вести по формуле /2/:

$$H_{zu} = H_{zu}^0 + \frac{i\omega\mu M}{4\pi L} [(\gamma_c - \gamma_b)Q_c + (\gamma_b - \gamma_n)Q_c^n] \quad (I.78^a)$$

Здесь $Q_c = Q_c^{\delta_1} + Q_c^{\delta_2} + Q_c^n$ и

$Q_c^{\delta_1}$ и $Q_c^{\delta_2}$ - геометрические факторы участков скважины, расположенных против вмещающей среды соответственно над верхней и под нижней границами пласта;

Q_c^n - геометрический фактор участка скважины, расположенного против пласта;

H_{zu}^0 - магнитное поле в горизонтально-слоистой среде.

Выражения для поля H_{zu}^0 при различных положениях зонда относительно границ пласта приведены в /2/ и могут быть представлены в виде:

$$H_{zu}^0 = \frac{M}{2\pi} \int_0^\infty \lambda^3 f(\lambda) J_0(\lambda r) d\lambda \quad (I.78^b)$$

Для выяснения пределов применимости приближенной формулы для модели скважина-пласт ограниченной мощности необходимо сравнить расчеты по этой формуле с точными расчетами магнитного поля магнитного диполя в этой же модели. Анализ расчетов, выполненных методом интегральных уравнений, показывает, что с точностью не менее 10% магнитное поле в рассматриваемой модели определяется соотношением (I.78^a), если выполняются условия:

$$\frac{a}{\delta_c} < 0,3 \quad ,$$

$$\frac{L}{\delta_n} < \frac{1,5}{\sqrt{1 + (\gamma_b \gamma_n - 1)(1 - Q_n)}} \quad .$$

Здесь Q_n - геометрический фактор пласта при заданном положении зонда, определяемый соотношениями (I.34) и (I.38). В частности, при центральном положении зонда и $H > L$

$$Q_n = 1 - \frac{L}{2H} \quad .$$

В этом случае условия применимости приближенного выражения (I.78^a) принимают вид:

$$\frac{\alpha_c}{\delta_c} < 0,3 ,$$

$$\frac{L}{\delta_n} < \frac{1,5}{\left[1 + \left(\frac{\gamma_6}{\gamma_n} - 1\right) \frac{L}{2H}\right]^{1/2}} \quad (I.78^B)$$

При $L/H \rightarrow 0$ условие (I.78^B) переходит в (I.75), соответствующее случаю пласта бесконечной мощности.

§ 4. Фокусирующие системы.

Глубинность исследования индукционных зондов

При исследовании закономерностей распределения магнитного поля на оси магнитного диполя в рамках теории Г.Долля было показано, что с увеличением длины установки максимум чувствительности зонда все более перемещается в глубь среды (рис. I.4). Однако в общем случае неоднородной среды (скважина-пласт или скважина-зона проникновения-пласт), когда электропроводность прилегающих к зонду участков среды значительно превышает электропроводность пласта, сигнал от этих участков среды может оказаться соизмеримым с сигналом от пласта или превышать его, как это видно из соотношения (I.17). В этом случае измерение истинной электропроводности пласта, когда неизвестны размеры зоны проникновения и её электропроводность, с помощью двухкатушечного зонда затруднительно. В принципе исключить влияние ближней зоны на результаты измерений можно путем значительного увеличения длины зонда. Однако применение сверхдлинных зондов ИК, очевидно, нецелесообразно, поскольку ухудшаются вертикальные характеристики и смещается диапазон доступных измерению сопротивлений пород. Кроме того, при удлинении зонда необходимо понижать частоту, а это, в свою очередь, еще более ухудшает вертикальные характеристики.

Для ослабления влияния на измеряемый сигнал токов, индуцированных в непосредственно прилегающих к зонду участках среды, Г.Доллем был предложен геометрический способ уменьшения сигнала от того или иного элемента среды с помощью многокатушечных

зондов. Такой зонд состоит из набора нескольких двухкатушечных зондов различной длины с разными моментами возбуждающих и приемных катушек. Все возбуждающие катушки многокатушечного зонда подключены последовательно к источнику переменного тока. Аналогично соединяются приемные катушки зонда, подключенные в общем случае к усилительному устройству.

Многокатушечный зонд с q возбуждающими и W приемными катушками, очевидно, можно рассматривать как совокупность q W двухкатушечных зондов.

Многокатушечные зонды можно подразделить на линейные и нелинейные.

Линейные зонды имеют одну приемную (возбуждающую) катушку и не менее двух возбуждающих (приемных) датчиков. Нелинейные зонды состоят как минимум из двух приемных и двух возбуждающих датчиков. В обеих системах приемные и возбуждающие датчики размещаются на различных расстояниях друг от друга.

Ослабление сигналов от определенных участков среды с помощью линейных зондов может осуществляться либо путем возбуждения в исключаемых участках среды встречных токов (приемный датчик один), либо путем взаимокompенсации вторичных э.д.с., наведенных в приемных катушках зонда магнитными полями токов, протекающих в этих участках среды.

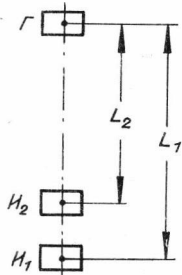
Наряду с геометрическим способом ослабления вторичных сигналов от близко расположенных к зонду участков среды известен частотный способ повышения глубины исследования /13/.

Оба способа фокусировки, как геометрический, так и частотный, обеспечивают удовлетворительное исключение сигналов от скважины и зоны проникновения в том случае, если токи, протекающие в этих участках среды, не взаимодействуют между собой, а также токами в пласте.

Рассмотрим геометрический способ фокусировки на примере трехкатушечного зонда, состоящего из одной возбуждающей (Γ) и двух приемных (I_1 и I_2) катушек.

На рис. I.13 приведена схема зонда.

Обозначения: L_1 — длина главного двухкатушечного зонда с моментом измерительной катушки N ,



Р и с. I.13.

L_2 - длина фокусирующего зонда с соответствующим моментом N_2 .
 Возбуждающая катушка имеет момент $M = n \cdot S \cdot J$.

В соответствии с выражением (I.12), для суммарной э.д.с. в двухкатушечном зонде длиной L_1 и L_2 имеем:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon'_{nn} - \varepsilon'_a = \frac{\mu \omega M N_1}{2 \pi L_1^3} - \frac{\omega^2 \mu^2 M N_1}{4 \pi L_1} (\gamma_c Q'_c + \gamma_n Q'_n), \quad (\text{I.78})$$

$$\varepsilon_2 = \varepsilon''_{nn} - \varepsilon''_a = \frac{\mu \omega M N_2}{2 \pi L_2^3} - \frac{\omega^2 \mu^2 M N_2}{4 \pi L_2} (\gamma_c Q''_c + \gamma_n Q''_n) \quad (\text{I.79})$$

Здесь

$$\varepsilon'_{nn} = \frac{\mu \omega M N_1}{2 \pi L_1^3}; \quad \varepsilon''_{nn} = \frac{\mu \omega M N_2}{2 \pi L_2^3} -$$

э.д.с., наводимые в приемных катушках I_1 и I_2 магнитным полем тока катушки возбуждения в воздухе;

ε'_a и ε''_a - э.д.с., наведенные в приемных катушках зонда полем токов, индуцированных в скважине и пласте.

В трехкатушечном зонде (рис. I.13), когда приемные катушки включены встречно, компенсация прямых сигналов в воздухе обеспечивается, в соответствии с (I.78) и (I.79), при условии $\varepsilon'_{nn} = \varepsilon''_{nn}$ или $L_1^3 / L_2^3 = N_1 / N_2$. В этом случае для разностной э.д.с. в измерительной цепи зонда получается следующее выражение:

$$\begin{aligned} \Delta \varepsilon &= \varepsilon'_a - \varepsilon''_a = \\ &= \varepsilon'_{nn} \left\{ \left(\frac{\alpha_c}{\delta_c} \right)^2 \alpha_1^2 [Q_c(\alpha_1) - t^2 Q_c(\alpha_2)] + \right. \\ &\quad \left. + P_n^2 [Q_n(\alpha_1) - t^2 Q_n(\alpha_2)] \right\} = \\ &= \varepsilon'_{nn} \left\{ P_{1c}^2 (1-t^2) Q_c^{(3)} + P_n^2 (1-t^2) Q_n^{(3)} \right\}. \quad (\text{I.80}) \end{aligned}$$

Здесь $t = \frac{L_2}{L_1}$.

В (I.80) за величину геометрических факторов скважины и пласта для трехкатушечного зонда приняты следующие выражения:

$$Q_c^{(3)} = \frac{Q_c' - t^2 Q_c''}{1 - t^2}, \quad (I.81)$$

$$Q_n^{(3)} = \frac{Q_n' - t^2 Q_n''}{1 - t^2}. \quad (I.82)$$

Геометрический фактор скважины $Q_c^{(3)}$ в начальной части характеристики $Q(r)$ имеет отрицательные значения, т.к. $t^2 Q_c''(\alpha_2) > Q_c'(\alpha_1)$ (см., например, таблицу $Q(\frac{L}{a})$ в приложении). С уменьшением $\frac{L}{a}$, когда радиус цилиндра возрастает, геометрические факторы численно растут. При $Q_c' = t^2 Q_c''$ геометрический фактор $Q_c^{(3)} = 0$, а при дальнейшем увеличении радиуса цилиндра $Q_c' > (\frac{L_2}{L_1}) Q_c''$, и геометрический фактор трехкатушечного зонда принимает положительные значения.

Характерным для трехкатушечного фокусирующего зонда является смещение нулевого значения $Q_c^{(3)}$ в область больших радиусов цилиндров при $L_2 \rightarrow L_1$. В этом случае чем меньше разница в длинах зондов (при выполнении условия $\varepsilon_{nn}' = \varepsilon_{nn}''$), тем лучше фокусирующие свойства зонда и такому зонду свойственна большая глубинность исследования. При этом необходимо отметить следующее. Из (I.80) видно, что разностный сигнал формируется двумя областями:

а) скважиной

$$\Delta \varepsilon_c = \varepsilon_{nn}' P_{ic}^2 (1 - t^2) Q_c^{(3)}, \quad (I.83)$$

б) пластом

$$\Delta \varepsilon_n = \varepsilon_{nn}' P_{in}^2 (1 - t^2) Q_n^{(3)}. \quad (I.84)$$

Из (I.83) и (I.84) легко установить, что сигнал как от скважины, так и от пласта уменьшается при $t^2 \rightarrow 1$, т.е. увеличение глубинности трехкатушечного зонда достигается ценой резкого уменьшения сигналов.

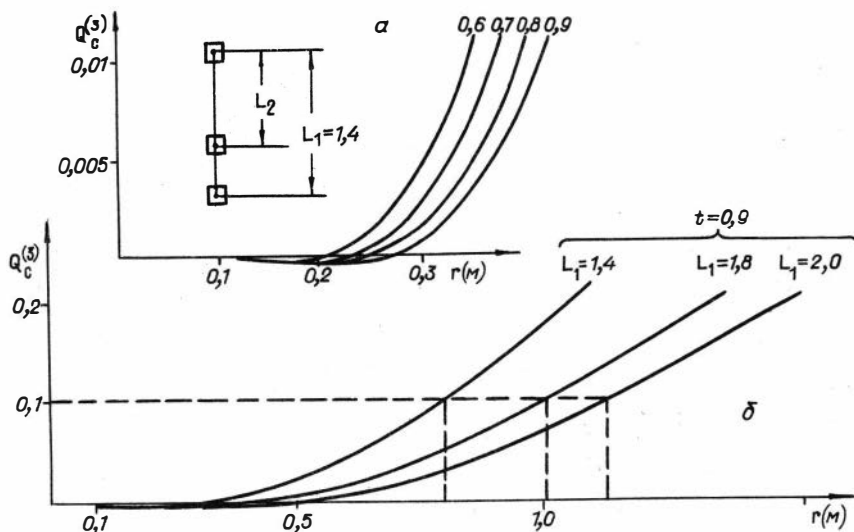
В однородной среде разностный сигнал представляется следующим соотношением:

$$\Delta \varepsilon_{одн} = \varepsilon_{nn}' P^2 (1 - t^2). \quad (I.85)$$

При наличии скважины $Q_n^{(3)} = 1 - Q_c^{(3)}$ и из (I.80) имеем:

$$\Delta \varepsilon = \varepsilon_{nm}^{(1)} P_n^2 (1-t^2) \left[1 + Q_c^{(3)} \left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - 1 \right) \right]. \quad (\text{I.86})$$

Сравнивая (I.86) и (I.85), нетрудно установить, что разностный сигнал тем меньше зависит от параметров скважины, чем меньше величина $Q_c^{(3)} (\gamma_c/\gamma_n - 1)$.



Р и с. I.14^{a, б}.

На рис. I.14^б приведены графики, иллюстрирующие связь геометрического фактора с радиусом скважины (цилиндра) для различных длин зондов с фиксированным отношением $L_2/L_1 = 0,9$.

Рассматривая глубинность как радиальный размер ближней зоны, дающей вклад в общий сигнал не более 10% сигнала пласта, можно отметить, что при $\gamma_c < \gamma_n$ глубинность определяется, в соответствии с (I.86), из условия $Q_c^{(3)} = 0,1$ и оказывается равной немногим более половины ($r = 0,57 L_1$) длины основного зонда (рис. I.14^б). Если электропроводность скважины больше проводимости пласта, то глубинность уменьшается, поскольку определя-

ется в этом случае из условия $Q_c^{(3)} \leq 0,1 \frac{\gamma_n}{\gamma_c}$. Так, например, если $\gamma_n / \gamma_c = 1/100$, то геометрический фактор скважины не должен быть более 0,001. При этом глубинность исследования фокусирующего зонда с параметрами $L_1 = 1,4 \text{ м}$, $t = 0,9$ составит 0,3 м, т.е. $r \approx 0,2 L_1$ (рис. I.14^B).

Рассмотрим многокатушечный зонд, расположенный в трехслойной среде (скважина-зона проникновения-пласт).

Э.д.с., создаваемая m -ой возбуждающей катушкой в n -ом приемном датчике, расположенном от неё на расстоянии L_{mn} , выражается следующим образом:

$$\varepsilon_{mn}^a = - \frac{\omega^2 \mu^2}{4\pi} \frac{M_m N_n}{L_{mn}} [(\gamma_c - \gamma_\Delta) Q_{\alpha_1} + (\gamma_\Delta - \gamma_n) Q_{\alpha_2} + \gamma_n]. \quad (\text{I.87})$$

Здесь Q_{α_1} и Q_{α_2} — геометрические факторы скважины и зоны проникновения соответственно ($\alpha_1 = \frac{L_{mn}}{a_c}$; $\alpha_2 = \frac{L_{mn}}{a_\Delta}$).

Суммарная э.д.с., создаваемая в приемной цепи многокатушечного зонда, может быть выражена следующим соотношением:

$$\varepsilon^a = \sum_{m=1}^q \sum_{n=1}^w \varepsilon_{mn}^a. \quad (\text{I.88})$$

В однородной среде с электропроводностью пласта активная компонента, очевидно, в приближении Г.Г.Долля,

$$\varepsilon_{одн}^a = - \frac{\omega^2 \mu^2 \gamma_n}{4\pi} \sum_{m=1}^q \sum_{n=1}^w \frac{M_m N_n}{L_{mn}}. \quad (\text{I.89})$$

Определяя кажущуюся проводимость как отношение ε^a к $\varepsilon_{одн}^a$, получим:

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_n} = \frac{\varepsilon^a}{\varepsilon_{одн}^a} = \frac{\gamma_c - \gamma_\Delta}{\gamma_n} Q(a_c) + \frac{\gamma_\Delta - \gamma_n}{\gamma_n} Q(a_\Delta) + 1. \quad (\text{I.90})$$

Здесь

$$Q(r) = \frac{\sum_{m=1}^q \sum_{n=1}^w \frac{M_m N_n}{L_{mn}} Q\left(\frac{L_{mn}}{r}\right)}{\sum_{m=1}^q \sum_{n=1}^w \frac{M_m N_n}{L_{mn}}}. \quad (\text{I.91})$$

Функция $Q(r)$ называется радиальной характеристикой многокатушечного зонда.

Если предположить, что известны размеры скважины и зоны проникновения, то, подобрав моменты катушек и расстояния между ними так, чтобы радиальная характеристика при $r = a_c$ и $r = a_d$ обращалась в нуль, можно, в соответствии с (I.87), полностью исключить влияние параметров скважины и зоны проникновения.

В этом случае достаточно выполнить следующие условия:

$$\sum_{m=1}^q \sum_{n=1}^w \frac{M_m N_n}{L_{mn}} Q\left(\frac{L_{mn}}{a_c}\right) = 0 \quad (\text{I.92})$$

и

$$\sum_{m=1}^q \sum_{n=1}^w \frac{M_m N_n}{L_{mn}} Q\left(\frac{L_{mn}}{a_d}\right) = 0. \quad (\text{I.93})$$

Однако задача исключения влияния зон с заранее известной геометрией не представляет практического интереса в индукционном каротаже, т.к. диаметр скважины и, тем более, зоны проникновения не известен точно. Однако если конструктивно решить вопрос об автоматическом изменении геометрии зонда с одновременным обеспечением компенсации прямого поля, то такая конструкция позволила бы, вероятно, изучать радиальную неоднородность пласта.

В настоящее время при конструировании многокатушечных зондов обычно преследуется другая цель: как можно дальше в область больших радиусов цилиндров продлить начальный участок радиальной характеристики, добиваясь минимальных значений геометрического фактора на этом участке.

Область частот, в которой сохраняются фокусирующие свойства зонда, значительно шире пределов применимости теории Г.Долля. Можно отметить два условия, при соблюдении которых фокусирующие зонды, сконструированные без учета скин-эффекта, можно применять на более высоких частотах.

Во-первых, скин-эффект не должен проявляться в исключаемой области, поскольку геометрические факторы высших членов разложения поля по частоте, в соответствии с (I.65), отличны от геометрического фактора первого члена разложения, соответ-

ствующего теории Г.Доля. В этом случае зонд не будет исключать токов, возникающих в области за счет скин-эффекта и, следовательно, в полный сигнал будут входить сигналы от той области среды, которая исключалась бы при низких частотах. Таким образом, фокусирующие свойства зонда сохраняются при условии, что исключаемая среда должна быть "областью Доля".

Второе условие, при выполнении которого зонд сохраняет фокусирующие свойства, заключается в том, чтобы токи, индуцированные во внешней области, не взаимодействовали с участками среды, подлежащими исключению. Во всяком случае, уровень сигнала от таких токов взаимодействия должен быть пренебрежимо мал по сравнению с полезным сигналом.

Например, в соответствии с (I.65), для трехкатушечного фокусирующего зонда с компенсацией прямого поля в воздухе можно записать следующее выражение в случае двухслойной среды:

$$\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon_0} = \rho^2 (1-t^2) \left[1 + \left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - 1 \right) \frac{\alpha_c^2}{L_1^2} \right] - \frac{2}{3} \rho^3 (1-t^3) + \frac{2}{15} \rho^5 (1-t^5) \times \left[1 - \frac{5 \alpha_c^2}{L_1^2} \left(\frac{\gamma_c}{\gamma_n} - 1 \right) \left(\frac{1-t^3}{1-t^5} \right) \right]. \quad (I.94)$$

Поскольку в однородной среде справедливо следующее соотношение:

$$\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon_0} = \rho^2 (1-t^2) - \frac{2}{3} \rho^3 (1-t^3) + \frac{2}{15} \rho^5 (1-t^5), \quad (I.95)$$

то нетрудно установить, что, исключая за счет геометрической фокусировки влияние параметров скважины при члене $\sim \rho^2$, невозможно одновременно исключить влияние тех же параметров при члене $\sim \rho^5$.

Отметим, что оба рассмотренных условия совпадают с условиями применимости приближенной теории ИК /2/ и, следовательно, можно ожидать, что фокусирующие свойства зондов будут сохраняться и в пределах этой теории.

§ 5. Зонды высокочастотного индукционного каротажа

Многокатушечные зонды, применяемые в настоящее время при исследовании скважин методом индукционного каротажа, весьма разнообразны по своей конструкции.

Общепринято в каждом многокатушечном зонде выделять основной (главный) двухкатушечный зонд с максимальным произведением моментов возбуждающей (q) и измерительной (w) катушек. Все остальные зонды и катушки считаются фокусирующими.

Многокатушечные зонды различаются по способу размещения фокусирующих катушек относительно центра главного зонда. Симметричные зонды имеют такое расположение фокусирующих катушек, что для каждой пары возбуждающей и приемной катушек, смещенной относительно центра главного зонда, существует полностью идентичная пара, смещенная на такое же расстояние в противоположную сторону от центра. Сигналы от симметричных пар поступают в измерительную цепь зонда синфазно. Кривые профилирования симметричных зондов симметричны относительно центра пласта.

Многокатушечные зонды отличаются по расположению фокусирующих катушек относительно главных и, в этом случае, подразделяются на зонды с внутренней, внешней и смешанной фокусировкой. При внутренней фокусировке фокусирующие катушки располагаются между главными, при внешней - снаружи. При смешанной фокусировке дополнительные катушки располагаются как внутри, так и вне интервала основного зонда.

Ниже будут исследованы характеристики двух многокатушечных зондов: 4ФI - четырехкатушечный несимметричный с внутренней фокусировкой с расстоянием между катушками главной пары один метр (рабочая частота 70 кГц); 4ФI, I - аналогичный зонд с максимальным расстоянием I, I м (частота 1000 кГц). В некоторых случаях будут приведены характеристики других известных зондов, в частности шестикатушечного симметричного зонда 6ФII со смешанной фокусировкой (рабочая частота - 50 кГц).

В табл. I.3 приведены схемы расположения катушек и основные параметры некоторых многокатушечных зондов. Рассматриваемые зонды являются системами, в которых компенсируется э.д.с., наводимая в измерительной цепи прямым полем в воздухе, т.е. мо-

Таблица 1.3

Двухкатушечный зонд	Длина (м)	$\frac{M_m N_n}{M_1 N_1}$	Знак сигнала
Схема зонда 6Ф1М	$\Phi\Gamma_2$	И $\Phi\text{И}_I$ $\Phi\Gamma_I$ Γ $\Phi\text{И}_2$	
Γ -И	1,00	1,0000	+
$\Phi\Gamma_I$ -И	0,75	0,2900	-
Γ - $\Phi\text{И}_I$	0,75	0,2900	-
$\Phi\Gamma_I$ - $\Phi\text{И}_I$	0,50	0,0841	+
$\Phi\Gamma_2$ -И	0,50	0,0200	-
Γ - $\Phi\text{И}_2$	0,50	0,0200	-
$\Phi\Gamma_2$ - $\Phi\text{И}_2$	2,00	0,0004	+
$\Phi\Gamma_I$ - $\Phi\text{И}_2$	0,75	0,0058	+
$\Phi\Gamma_2$ - $\Phi\text{И}_I$	0,75	0,0058	+
Схема зонда 4Ф1		Γ $\Phi\Gamma_2$ $\Phi\Gamma_3$ И	
Γ -И	1,000	1,000	+
$\Phi\Gamma_2$ -И	0,586	0,350	-
$\Phi\Gamma_3$ -И	0,320	0,025	+
Схема зонда 4Ф1,1		Γ $\Phi\Gamma_2$ $\Phi\Gamma_3$ И	
Γ -И	1,100	1,000	+
$\Phi\Gamma_2$ -И	0,644	0,350	-
$\Phi\Gamma_3$ -И	0,352	0,025	+

Т а б л и ц а I.3 (окончание)

Двухкатушечный зонд	Длина (м)	$\frac{M_m N_n}{M_1 N_1}$	Знак сигнала
Схема зонда 6ФI	$\Phi\Gamma_2$	И $\Phi\mathbb{M}_I$	$\Phi\Gamma_I$ Г $\Phi\mathbb{M}_2$
Г-И	1,000	1,0000	+
$\Phi\Gamma_I$ -И	0,600	0,0620	+
Г- $\Phi\mathbb{M}_I$	0,600	0,0620	+
$\Phi\Gamma_I$ - $\Phi\mathbb{M}_I$	0,2000	0,0038	+
$\Phi\Gamma_2$ -И	0,420	0,0750	-
Г- $\Phi\mathbb{M}_2$	0,420	0,0750	-
$\Phi\Gamma_2$ - $\Phi\mathbb{M}_2$	1,840	0,0056	+
$\Phi\Gamma_I$ - $\Phi\mathbb{M}_2$	0,820	0,0046	-
$\Phi\Gamma_2$ - $\Phi\mathbb{M}_I$	0,820	0,0046	-
Схема зонда 8M I,4	Г $\Phi\Gamma_I$	$\Phi\mathbb{M}_2$ $\Phi\Gamma_2$	И $\Phi\mathbb{M}_3$ $\Phi\Gamma_3$ $\Phi\Gamma_4$
Г-И	1,400	1,0000	+
Г- $\Phi\mathbb{M}_2$	0,650	0,0923	-
Г- $\Phi\mathbb{M}_2$	1,650	0,2000	-
$\Phi\Gamma_I$ -И	1,050	0,0909	-
$\Phi\Gamma_I$ - $\Phi\mathbb{M}_2$	0,300	0,0084	+
$\Phi\Gamma_I$ - $\Phi\mathbb{M}_3$	1,300	0,0182	+
$\Phi\Gamma_2$ -И	0,500	0,0076	-
$\Phi\Gamma_2$ - $\Phi\mathbb{M}_2$	0,250	0,0007	+
$\Phi\Gamma_2$ - $\Phi\mathbb{M}_3$	0,750	0,0015	+

менты приемной и возбуждающей цепей связаны условием:

$$\sum_{m=1}^Q \sum_{n=1}^W \frac{M_m N_n}{L_{mn}^3} = 0 \quad (1.96)$$

На рис. I.15 приведены градуировочные кривые для зондов 4ФI-70 кГц, 4ФI, I-1000 кГц, применяемых в аппаратуре ВИК, а также зонда 6ФI-50 кГц (АМК-3) и других. Эти кривые отражают зависимость активной компоненты вторичной э.д.с., выраженной в единицах прямого поля, от удельного сопротивления однородной среды. Кажущаяся электропроводность, измеряемая индукционными зондами, связана с э.д.с. следующим соотношением:

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_n} = \frac{\epsilon^a}{\epsilon_0} \quad (1.97)$$

где ϵ^a - э.д.с., индуцируемая в приемной цепи зонда (с учетом скин-эффекта) в однородной среде;

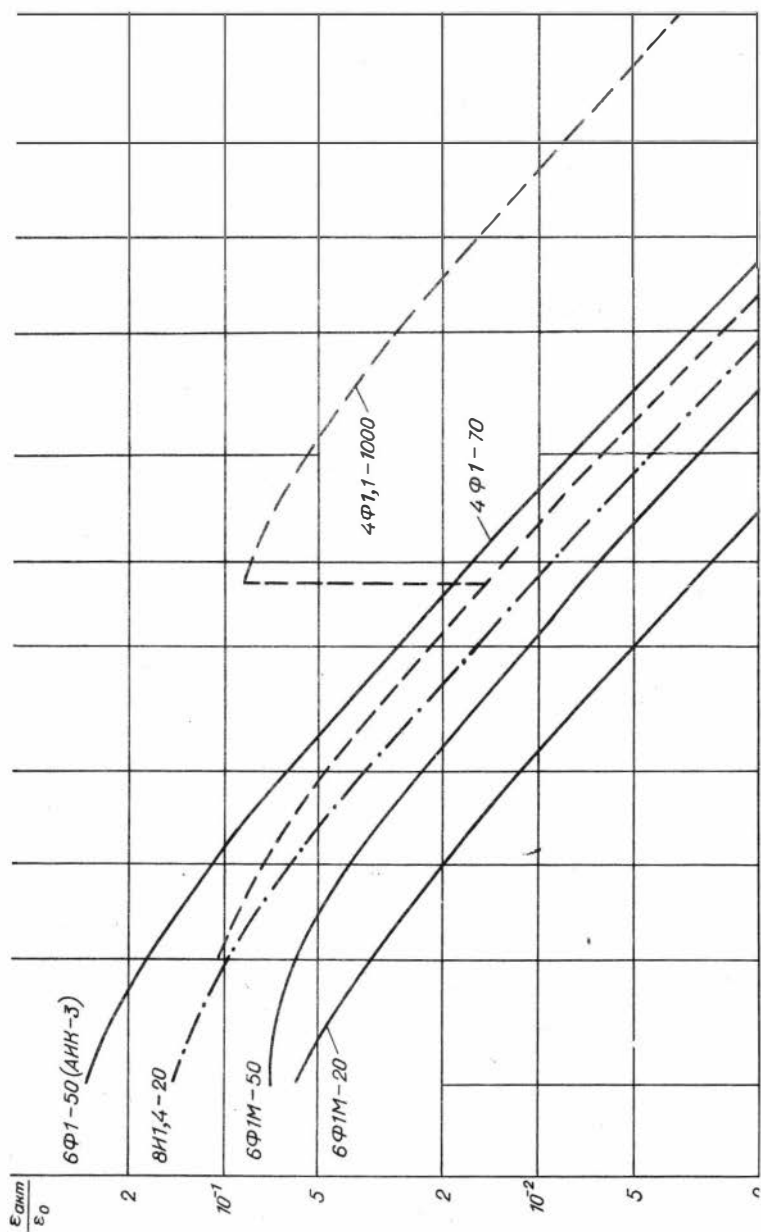
ϵ_0 - э.д.с., наводимая в измерительной цепи зонда (без учета скин-эффекта) в однородной среде.

Как и в случае двухкатушечных зондов, верхнюю границу диапазона удельных сопротивлений естественно оценить по минимальной величине полезного сигнала, при котором возможные отклонения фонового сигнала составляют не более 10% полезного.

Испытания нескольких опытно-промышленных образцов аппаратуры ВИК и макетов аппаратуры на этапе эскизного проектирования показали, что колебания фоновых сигналов на частотах 70 кГц и 1000 кГц составляют 4 мСм/м и 1 мСм/м (в табл. I.4 приведены материалы испытаний опытных образцов в ОКБ ГП). Поэтому верхними границами удельных сопротивлений, измеряемых аппаратурой ВИК с погрешностью 10%, являются соответственно 25 Ом·м и 100 Ом·м.

Ввиду отсутствия экспериментальных данных по зонду 6ФIM верхняя граница измерений определена в соответствии с градуировочным графиком зонда 6ФIM-50 (рис. I.15) на уровне $\epsilon^{акт}/\epsilon_0 = 5 \cdot 10^{-3}$ /3/.

Нижние границы диапазона доступных измерению сопротивлений выбираются для рассматриваемых зондов из условия, чтобы при измерении сигнала с точностью 5% максимальные ошибки в определении удельного сопротивления в районе нижней границы диапазона не превышали 15%. В соответствии с (I.54) и градуировочными



№ образ- ца	Вре- мя	Тем- пера- тура (°C)	К а н а л 70 кГц				К а н а л 1000 кГц			
			нуль (мВ)	нуль (мВ)	уход нуля (мСм/м)	уход чувст. (%)	нуль (мВ)	нуль (мВ)	уход нуля (мСм/м)	уход чувст. (%)
I	9-00	20	-10,5	12,7	-	-	33,3	83,3	-	-
	9-40	65	-10,7	12,5	+0,36	-2,1	34,4	84,5	+0,11	-
	10-10	95	-10,0	12,0	-0,9	-4,3	34,5	83,0	+0,12	-3
	11-00	135	- 8,5	13,0	-3,6	-7,3	33,8	80,8	+0,05	-6
	11-30	150	- 8,4	12,8	-3,8	-8,6	33,4	79,0	-	-8,8
	12-30	150	- 8,4	12,6	-3,8	-9,5	34,8	80	+0,15	-9,6
2	10-40	20	-7,5	17	-	-	-9,3	43,3	-	-
	11-10	60	- 8,0	16,8	+0,9	+1,2	-7	46	+0,23	+0,76
	12-00	120	- 5,7	17,8	-3,2	-4	-4	48,3	0,53	-0,57
	13-00	150	-6,8	16,3	-1,2	-5,7	-0,5	49,5	0,88	-5
	13-30	150	-7,0	16,0	-0,9	-6,1	0	49	0,93	-6,8
3	10-20	20	- 2,5	22,5	-	-	-15,2	35	-	-
	10-50	50	- 2,0	22,5	-0,9	-2	-18	33	-0,28	+1,6
	11-10	70	- 1,9	22,3	-1,1	-3,2	-19	32,5	-0,38	+2,6
	11-50	100	- 1,3	22,5	-2,2	-4,8	-21,2	30	-0,6	+2
	12-10	120	- 1,0	22,2	-2,7	-7,2	-20	30	-0,48	-0,4
	12-40	150	- 1,5	21,5	-1,8	-8	-22	29,8	-0,68	+2
	13-40	150	- 1,0	21,8	-2,7	-8,8	-22,8	29	-0,76	+3,2

кривыми рис. I.15, рабочие диапазоны зондов 6ФИМ-50 кГц, 4ФI - 70 кГц и 4ФI, I-1000 кГц составляют:

$$\begin{aligned} 6\text{ФИМ} &: 0,4 + 12 \text{ Ом}\cdot\text{м} \\ 4\text{ФI} &: 0,5 + 25 \text{ Ом}\cdot\text{м} \\ 4\text{ФI, I} &: 10 + 350 \text{ Ом}\cdot\text{м} . \end{aligned} \quad (\text{I.98})$$

Обратим внимание на то, что в случае низких сопротивлений среды градуировочная характеристика многокатушечного зонда на высоких частотах указывает на неоднозначную связь между ϵ^a и ρ .

Из анализа градуировочных кривых видно, что применение двухчастотной аппаратуры существенно расширяет диапазон измеряемых удельных сопротивлений.

Отметим, что выбор частот для аппаратуры ВИК определялся в основном типичными геоэлектрическими параметрами Западной Сибири. Вполне естественно, что в тех случаях, когда в геоэлектрическом разрезе преобладают более низкие сопротивления, целесообразно проводить измерения на более низких частотах.

В соответствии с (I.97), градуировочные кривые четырехкатушечных зондов рассчитываются по формуле

$$\gamma_k = \frac{h_z^{(1)} - c_1 \left(\frac{L_1}{L_2}\right)^3 h_z^{(2)} + c_2 \left(\frac{L_1}{L_3}\right)^3 h_z^{(3)}}{\frac{\omega \mu L_i^2}{2} \left(1 - c_1 \frac{L_1}{L_2} + c_2 \frac{L_1}{L_3}\right)}, \quad (\text{I.99})$$

где

$$h_z^{(i)} = \frac{\epsilon_i^a}{\epsilon_{nn}^{(i)}} = e^{-\rho_i} \left[(1 + \rho_i) \sin \rho_i - \rho_i \cos \rho_i \right].$$

Здесь

$$\rho_i = \frac{2 \pi L_i}{10^3 \sqrt{\frac{10 \rho}{f}}} = \frac{\alpha_i}{\sqrt{\rho}} .$$

Характер функции $\gamma_k(\rho)$ в (I.99) зависит от поведения магнитного поля $h_z^{(i)}$ каждого двухкатушечного зонда, входящего в состав многокатушечного.

Рассмотрим основные особенности функции $h_z^{(i)}(\rho)$.

Определим точки экстремума из уравнения

$$(h_z^{(i)})_\rho = 0$$

или

$$(h_z^{(i)})_\rho = -2e^{-\rho_i} \rho_i \cos \rho_i \frac{\alpha_i}{2\rho\sqrt{\rho}} = -e^{-\rho_i} \cos \rho_i \frac{\alpha_i^2}{\rho^2} = 0.$$

Отсюда

$$\rho_i \cos \rho_i = 0 \quad \text{и} \quad \rho_i = \frac{\alpha_i}{\sqrt{\rho}} = \pi \left(k + \frac{1}{2} \right).$$

Точки экстремума определяются следующим соотношением:

$$\rho_0 = \frac{16 L_i^2 f}{10^7 (2k+1)^2}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \infty. \quad (\text{I.100})$$

Нули функции $h_z^{(i)}(\rho)$ можно определить, решая уравнение

$$\operatorname{tg} \rho_i = \frac{\rho_i}{1 + \rho_i} \quad \text{или} \quad \operatorname{tg} \frac{\alpha_i}{\sqrt{\rho}} = \frac{\alpha_i}{\sqrt{\rho} + \alpha_i}.$$

Очевидно, при $\rho \ll \alpha_i^2 = \frac{4\pi^2 L_i^2 f}{10^7}$ нули лежат в точках:

$$\rho_0 = \frac{16 \alpha_i^2}{\pi^2 (4k+1)^2}.$$

Приведем несколько корней уравнения $\operatorname{tg} \rho = \frac{\rho}{1 + \rho}$:

$\rho (h_z = 0)$	0	3,77	6,95	10,12
------------------	---	------	------	-------

Отсюда легко определить ρ_0 при заданном значении α_i :

$$\rho_0 = \frac{\alpha_i^2}{\pi^2 (h_z = 0)}. \quad (\text{I.101})$$

Определим экстремальные и нулевые значения для двухкатушечных зондов, входящих в состав зонда 4Ф1,1.

В соответствии с табл. I.3: $L_1 = 1,1$ м, $L_2 = 0,644$ м,
 $L_3 = 0,352$ м, $C_1 = -0,35$ и $C_2 = 0,025$.

I. Найдем ρ_{31} , ρ_{32} , ρ_{01} , ρ_{02} , $h_{\neq}^{(1)}(\rho_{31})$, $h_{\neq}^{(1)}(\rho_{32})$ для основного зонда ($L_1 = 1,1 \text{ м}$).

В соответствии с (I.100) и (I.101), имеем:

$$\rho_{31} = \frac{16 \cdot 1,1^2 \cdot 10^6}{10^7} = 1,93 \text{ Ом} \cdot \text{м};$$

$$\rho_{32} = \frac{16 \cdot 1,1 \cdot 10^6}{10^7 \cdot 9} = 0,215 \text{ Ом} \cdot \text{м};$$

$$\rho_{01} = \frac{4 \cdot 1,1^2 \cdot 10^6}{10^7} \cdot \frac{1}{(3,77)^2} = 0,335 \text{ Ом} \cdot \text{м};$$

$$\rho_{02} = \frac{4 \cdot 1,1^2 \cdot 10^6}{10^7} \cdot \frac{1}{(6,95)^2} = 0,1 \text{ Ом} \cdot \text{м}.$$

Интенсивности магнитных полей в долях прямого поля:

$$h_{\neq}^{(1)}(\rho_{31}) = 0,54; \quad h_{\neq}^{(1)}(\rho_{32}) \approx 0,95.$$

II. По аналогии с предыдущим найдём для зонда $L_2 = 0,644 \text{ м}$ следующие величины:

$$\rho_{31} = 0,66 \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad \rho_{32} = 0,07 \text{ Ом} \cdot \text{м};$$

$$\rho_{01} = 0,12 \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad \rho_{02} = 0,034 \text{ Ом} \cdot \text{м};$$

$$c_1 \left(\frac{L_1}{L_2} \right)^3 h_{\neq}^{(2)}(\rho_{31}) = -0,945;$$

$$c_2 \left(\frac{L_1}{L_3} \right)^3 h_{\neq}^{(3)}(\rho_{32}) = -0,0875.$$

III. Для зонда $L_3 = 0,352 \text{ м}$ имеем:

$$\rho_{31} \approx 0,2 \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad \rho_{32} = 0,022 \text{ Ом} \cdot \text{м};$$

$$\rho_{01} \approx 0,05 \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad \rho_{02} = 0,014 \text{ Ом} \cdot \text{м};$$

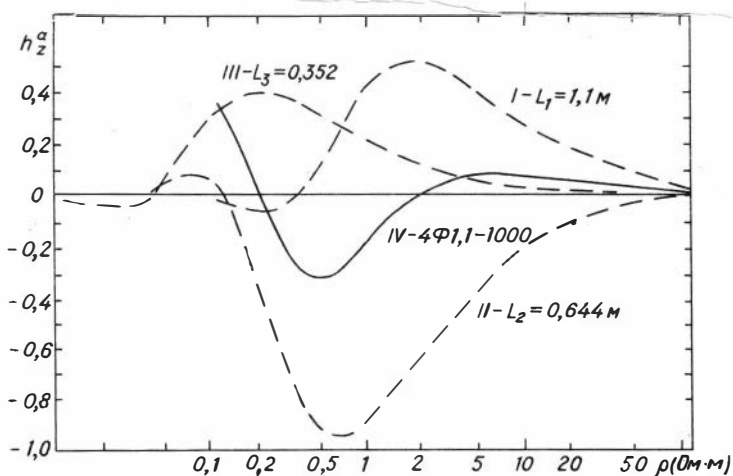
$$c_2 \left(\frac{L_1}{L_3} \right)^3 h_{\neq}^{(3)}(\rho_{31}) = 0,41;$$

$$c_2 \left(\frac{L_1}{L_3} \right)^3 h_z^{(3)}(\rho_{32}) = 0,038.$$

Численное значение нормирующей величины в соотношении (I.98) следующее:

$$\begin{aligned} & \frac{\omega \mu L_1^2}{2} \left(1 - c_1 \frac{L_1}{L_2} + c_2 \frac{L_1}{L_3} \right) = \\ & = \frac{4 \pi^2 (1,1)^2 10^6}{10^7} (1 - 0,6 + 0,0776) = 1,53. \end{aligned}$$

В качестве примера на рис. I.16^a изображены градуировочные характеристики двух катушечных зондов (шифр кривых - I, II, III), входящих в состав многокатушечного фокусирующего зонда 4ФI, I - I000 кГц (шифр IV).



Р и с. I.16^a.

Как видно, функция $h_z^\alpha(\rho)$ для зонда 4ФI, I - I000 кГц с уменьшением удельного сопротивления, начиная от $\rho \sim 50$ Ом.м, медленно возрастает и в диапазоне значений удельных сопротивлений от 10 до 5 Ом.м практически не зависит от измеряемого параметра. Далее, $h_z^\alpha(\rho)$ относительно быстро спадает до нуля при

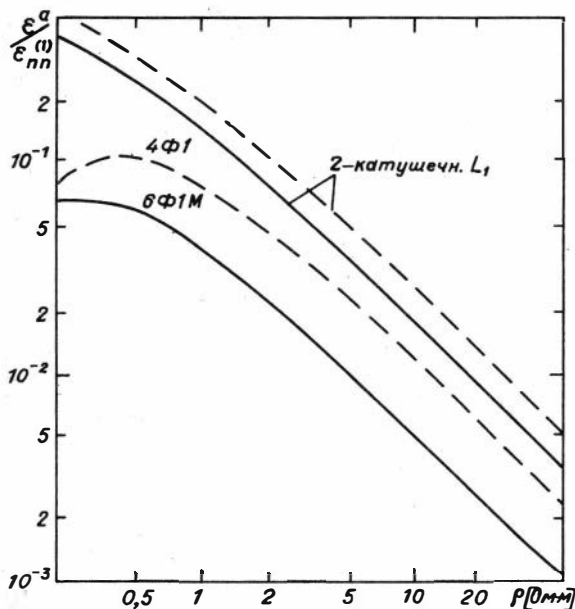
$\rho = 20 \text{ м}\cdot\text{м}$, изменив знак, достигает минимума при $\rho = 0,50 \text{ м}\cdot\text{м}$, затем вновь начинает возрастать, достигая нулевого значения при $\rho = 0,20 \text{ м}\cdot\text{м}$. Экстремальное значение $h_z^a(\rho)$ при $\rho = 0,5 \text{ м}\cdot\text{м}$ по абсолютной величине примерно в четыре раза больше максимума, соответствующего $\rho = 5-6 \text{ м}\cdot\text{м}$.

Описанное поведение активной компоненты поля $h_z^a(\rho)$ для зонда 4Ф1, I-1000 кГц обусловлено влиянием скин-эффекта, который по-разному проявляется для различных двухкатушечных зондов L_1 , L_2 и L_3 , образующих зонд 4Ф1, I. Графики функции $h_z^a(\rho)$ для этих двухкатушечных зондов, приведенные на рис. 1.16^а, иллюстрируют знаки полей и их интенсивность в зависимости от электропроводности среды. Так, например, область двузначности $h_z^a(4Ф1, I)$ при $\rho \leq 5-6 \text{ м}\cdot\text{м}$ обусловлена возбуждающей катушкой зонда L_2 , которая в данном случае создает большой вклад в измеряемый параметр. При $\rho \approx 0,20 \text{ м}\cdot\text{м}$ активные компоненты полей, создаваемые возбуждающими катушками L_1 и L_2 , обращаются в нуль. Такое поведение поля объясняется концентрацией вихревых токов около возбуждающих катушек зонда в результате скин-эффекта. При дальнейшем понижении удельного сопротивления среды происходит смена знака $h_z(\rho)$, и чем короче зонд, тем при меньших значениях электропроводности это происходит.

Отмеченные особенности градуировочной кривой должны быть учтены при регистрации сигналов в скважине. В том случае, когда в интервале зонда появляются пласты с удельным сопротивлением, меньшим $10 \text{ м}\cdot\text{м}$, выходная цепь высокочастотного канала отключается от регистраторов с помощью ключевого электронного устройства, порог срабатывания которого согласован с соответствующим уровнем сигнала в канале 70 кГц .

На рис. 1.15 вертикальной штриховой линией показано место отсечения низкоомного участка градуировочной кривой зонда 4Ф1, I-1000 кГц.

На рис. 1.16^б изображены градуировочные кривые главных двухкатушечных зондов и градуировочные кривые многокатушечных зондов 6Ф1М и 4Ф1. Из сравнения видно, что ослабление сигнала основного зонда в рабочем диапазоне сопротивлений составляет в среднем: 6Ф1М - $3,1 \div 4,5$ раза; 4Ф1 - $2,2 \div 3,0$ раза; 4Ф1, I - $2,3 \div 2,8$ раза.



Р и с. I.16^б.

§ 6. Радиальные характеристики зондов ВМК

В табл. I.5 приведены расчетные данные для радиальных характеристик некоторых зондов. Сравнивая радиальные характеристики, можно предположить, что в двухслойной среде при изменении радиуса скважины от 0,10 до 0,15 зонд 6Ф1М будет давать неискаженные проводимости пласта в более широком диапазоне изменения отношений γ_n / γ_c , чем зонд 4Ф1. Если учесть диапазон измерений удельных сопротивлений для зонда 4Ф1-70 кГц в соответствии с (I.98), то, например, при $\rho_c = 0,1$ Ом·м максимальное отношение $\gamma_n / \gamma_c = 1/250$.

При наличии широких зон проникновения $d = (0,4 + 0,8 \text{ м})$ результаты измерения зондами 4Ф1 и 6Ф1М, по-видимому, будут близки друг к другу. Что касается зонда 4Ф1,1, то в разрезах, геоэлектрические параметры которых попадают в рабочий диапазон также и низкочастотных зондов, результаты измерений с помощью

этого зонда будут близки показаниям низкочастотного, т.к. их радиальные характеристики практически совпадают.

Для более точной оценки диапазона параметров среды, при которых зонды 4ФI и 4ФI, I позволяют определить удельное сопротивление пласта, были выполнены расчеты кажущейся удельной проводимости для этих зондов в цилиндрически-слоистых средах по формуле

$$\gamma_k = \frac{h_z^{неодн}(L_1) - \frac{c_1}{P_1} h_z^{неодн}(L_2) - \frac{c_2}{P_2} h_z^{неодн}(L_3)}{\frac{\omega \mu L^2}{2} \left(1 - \frac{c_1}{P_1} + \frac{c_2}{P_2} \right)}, \quad (I.102)$$

где

$$h_z^{неодн}(L_j) = I_m \left\{ h_z^{одн}(\gamma_c, L_j) - \left(\frac{L_j}{a_c} \right)^3 \frac{1}{\pi} \int_0^\infty m_1^2 G_1(\gamma_c \gamma_\Delta \gamma_n a_c a_\Delta \omega) \cos \frac{L_j}{a_c} m dm \right\}$$

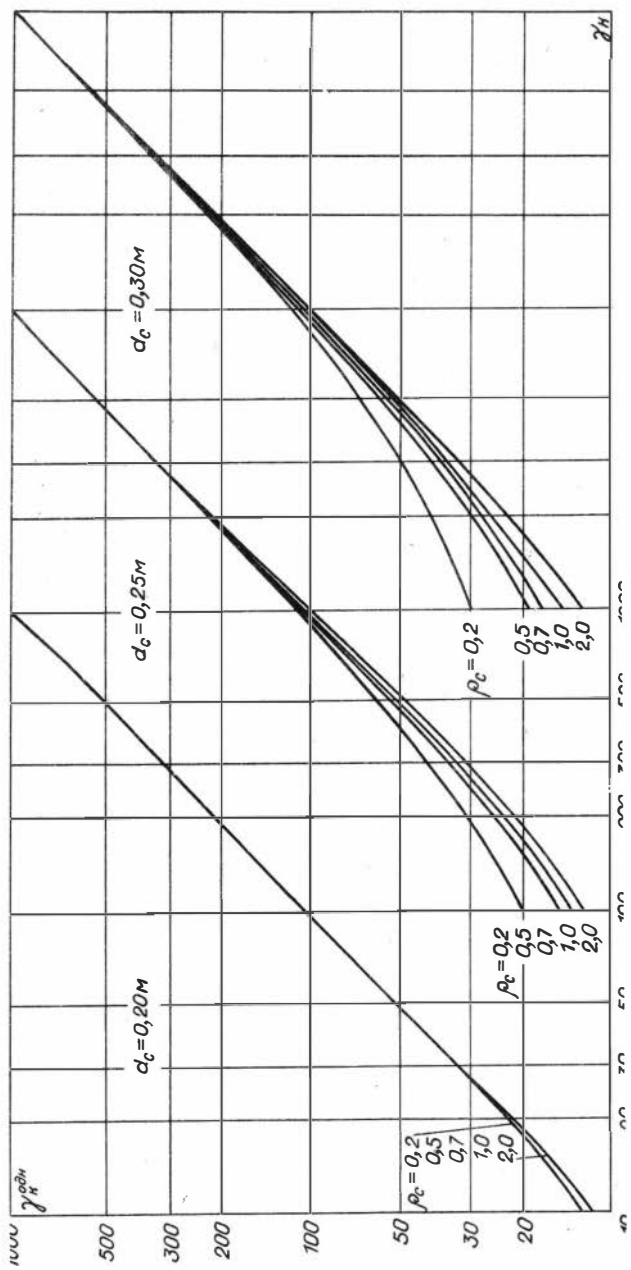
- магнитные поля для каждой двухкатушечной пары (L_j) фокусирующего зонда, нормированные на поле в воздухе главного зонда L_1 .

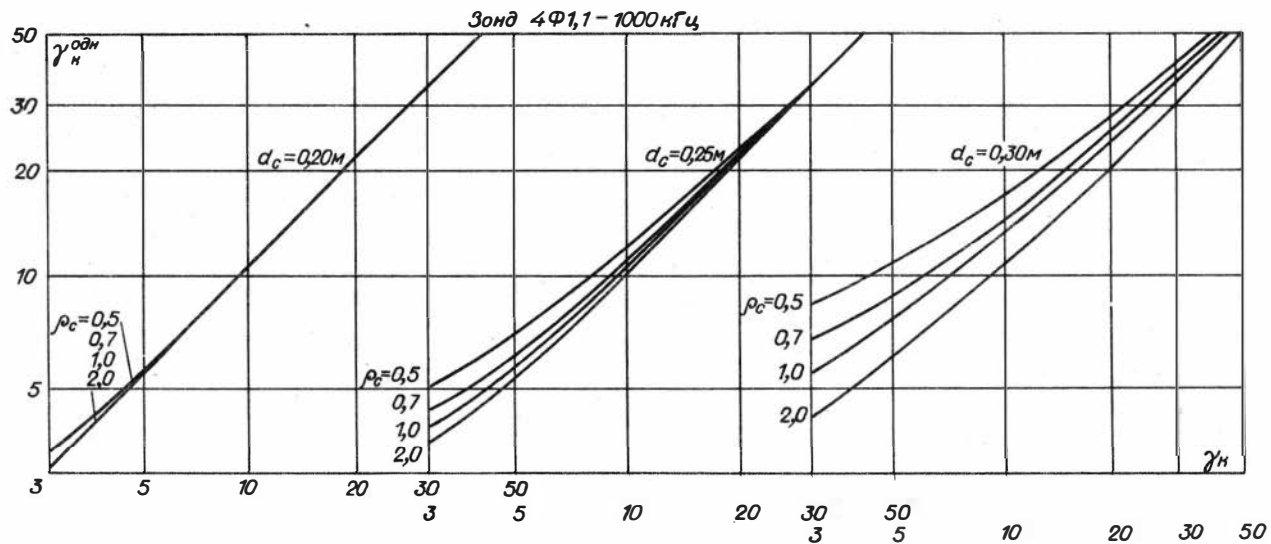
На рис. I.17^{а, б} приведены графики, иллюстрирующие влияние параметров скважины (γ_c, a_c) на измеряемый параметр (γ_k) в двухслойной среде для зондов 4ФI-70 кГц и 4ФI, I-1000 кГц. На каждом рисунке представлено по три группы кривых, которые отличаются диаметрами скважин.

Анализ показывает, что при фиксированном сопротивлении скважины с уменьшением электропроводности пласта увеличивается отличие γ_k от $\gamma_k^{одн}$. Это объясняется тем, что с уменьшением проводимости пласта токи в пласте уменьшаются и, следовательно, возрастает роль токов, наведенных в растворе, заполняющем скважину, в формировании магнитного поля и э.д.с. приемной цепи зонда (поскольку при указанных диаметрах скважины радиальные характеристики зондов не обращаются в нуль и влияние скважины полностью не исключается).

С ростом электропроводности пласта значения γ_k приближаются к значениям $\gamma_k^{одн}$, поскольку токи в пласте создают такое магнитное поле, которое в значительной степени преобладает над полем токов в скважине.

При фиксированных значениях проводимости пласта с ростом проводимости раствора увеличивается расхождение между γ_k и $\gamma_k^{одн}$.





Р и с. I.17^б.

Т а б л и ц а 1.5.

Диаметр(м)	6ФI (АМК-3)	6ФIM	6ФI.2Т	8ИI.4
0.10	+0.6617 _{10⁻³}	+0.2563 _{10⁻⁴}	+0.5099 _{10⁻³}	+0.3440 _{10⁻⁴}
0.12	+0.6445 _{10⁻³}	+0.2576 _{10⁻⁴}	+0.5120 _{10⁻³}	+0.8827 _{10⁻⁴}
0.16	+0.3168 _{10⁻⁴}	-0.4449 _{10⁻⁴}	-0.1582 _{10⁻⁴}	+0.3058 _{10⁻³}
0.20	-0.1317 _{10⁻²}	-0.1012 _{10⁻³}	-0.1405 _{10⁻²}	+0.6404 _{10⁻³}
0.24	-0.3081 _{10⁻²}	-0.2877 _{10⁻³}	-0.3602 _{10⁻²}	+0.9615 _{10⁻³}
0.28	-0.4810 _{10⁻²}	-0.5677 _{10⁻³}	-0.6384 _{10⁻²}	+0.1086 _{10⁻²}
0.32	-0.6058 _{10⁻²}	-0.9167 _{10⁻³}	-0.9465 _{10⁻²}	+0.8540 _{10⁻³}
0.36	-0.6460 _{10⁻²}	-0.1279 _{10⁻²}	-0.1253 _{10⁻¹}	+0.1734 _{10⁻³}
0.40	-0.5759 _{10⁻²}	-0.1573 _{10⁻²}	-0.1531 _{10⁻¹}	-0.9648 _{10⁻⁴}
0.44	-0.3797 _{10⁻²}	-0.1696 _{10⁻²}	-0.1757 _{10⁻¹}	-0.2498 _{10⁻²}
0.48	-0.5098 _{10⁻³}	-0.1535 _{10⁻²}	-0.1913 _{10⁻¹}	-0.4316 _{10⁻²}
0.52	+0.4104 _{10⁻²}	-0.9804 _{10⁻³}	-0.1987 _{10⁻¹}	-0.6278 _{10⁻²}
0.56	+0.9991 _{10⁻²}	+0.7132 _{10⁻⁴}	-0.1970 _{10⁻¹}	-0.8233 _{10⁻²}
0.60	+0.1707 _{10⁻¹}	+0.1706 _{10⁻²}	-0.1857 _{10⁻¹}	-0.1004 _{10⁻¹}
0.64	+0.2523 _{10⁻¹}	+0.3992 _{10⁻²}	-0.1649 _{10⁻¹}	-0.1157 _{10⁻¹}
0.68	+0.3435 _{10⁻¹}	+0.6975 _{10⁻²}	-0.1346 _{10⁻¹}	-0.1270 _{10⁻¹}
0.72	+0.4432 _{10⁻¹}	+0.1068 _{10⁻¹}	-0.9517 _{10⁻²}	-0.1333 _{10⁻¹}
0.76	+0.5502 _{10⁻¹}	+0.1511 _{10⁻¹}	-0.4715 _{10⁻²}	-0.1345 _{10⁻¹}
0.80	+0.6633 _{10⁻¹}	+0.2024 _{10⁻¹}	+0.8922 _{10⁻³}	-0.1305 _{10⁻¹}
0.82	+0.7816 _{10⁻¹}	+0.2610 _{10⁻¹}	+0.7239 _{10⁻²}	-0.1194 _{10⁻¹}
0.88	+0.9037 _{10⁻¹}	+0.3261 _{10⁻¹}	+0.1426 _{10⁻¹}	-0.1027 _{10⁻¹}
0.92	+0.1029	+0.3973 _{10⁻¹}	+0.2189 _{10⁻¹}	-0.7915 _{10⁻²}
0.98	+0.1222	+0.5144 _{10⁻¹}	+0.3432 _{10⁻¹}	-0.3262 _{10⁻²}
1.10	+0.1613	+0.7791 _{10⁻¹}	+0.6198 _{10⁻¹}	+0.9879 _{10⁻²}
1.20	+0.1938	+0.1022	+0.8699 _{10⁻¹}	-

Т а б л и ц а I.5 (продолжение)

Диаметр(м)	4ФI	4ФI.I	4ФI.25
0.10	+0.1510 ₁₀ ⁻³	+0.1305 ₁₀ ⁻³	+0.1403 ₁₀ ⁻³
0.12	+0.1805 ₁₀ ⁻³	+0.1680 ₁₀ ⁻³	+0.1951 ₁₀ ⁻³
0.16	+0.8549 ₁₀ ⁻⁴	+0.1534 ₁₀ ⁻³	+0.2774 ₁₀ ⁻³
0.20	-0.3923 ₁₀ ⁻³	-0.1152 ₁₀ ⁻³	+0.2367 ₁₀ ⁻³
0.24	-0.1414 ₁₀ ⁻²	-0.7833 ₁₀ ⁻³	-0.3728 ₁₀ ⁻⁴
0.28	-0.3026 ₁₀ ⁻²	-0.1933 ₁₀ ⁻²	-0.6341 ₁₀ ⁻³
0.32	-0.5151 ₁₀ ⁻²	-0.3561 ₁₀ ⁻²	-0.1599 ₁₀ ⁻²
0.36	-0.7605 ₁₀ ⁻²	-0.5579 ₁₀ ⁻²	-0.2926 ₁₀ ⁻²
0.40	-0.1014 ₁₀ ⁻¹	-0.7836 ₁₀ ⁻²	-0.4558 ₁₀ ⁻²
0.44	-0.1250 ₁₀ ⁻¹	-0.1014 ₁₀ ⁻¹	-0.6397 ₁₀ ⁻²
0.48	-0.1444 ₁₀ ⁻¹	-0.1230 ₁₀ ⁻¹	-0.8324 ₁₀ ⁻²
0.52	-0.1572 ₁₀ ⁻¹	-0.1413 ₁₀ ⁻¹	-0.1020 ₁₀ ⁻¹
0.56	-0.1619 ₁₀ ⁻¹	-0.1544 ₁₀ ⁻¹	-0.1190 ₁₀ ⁻¹
0.60	-0.1571 ₁₀ ⁻¹	-0.1612 ₁₀ ⁻¹	-0.1330 ₁₀ ⁻¹
0.64	-0.1423 ₁₀ ⁻¹	-0.1605 ₁₀ ⁻¹	-0.1430 ₁₀ ⁻¹
0.68	-0.1169 ₁₀ ⁻¹	-0.1517 ₁₀ ⁻¹	-0.1478 ₁₀ ⁻¹
0.72	-0.8112 ₁₀ ⁻²	-0.1343 ₁₀ ⁻¹	-0.1471 ₁₀ ⁻¹
0.76	-0.3518 ₁₀ ⁻²	-0.1082 ₁₀ ⁻¹	-0.1401 ₁₀ ⁻¹
0.80	+0.2038 ₁₀ ⁻²	-0.7352 ₁₀ ⁻²	-0.1266 ₁₀ ⁻¹
0.82	+0.8496 ₁₀ ⁻²	-0.3050 ₁₀ ⁻²	-0.1066 ₁₀ ⁻¹
0.88	+0.1577 ₁₀ ⁻¹	+0.2038 ₁₀ ⁻²	-0.7982 ₁₀ ⁻²
0.92	+0.2379 ₁₀ ⁻¹	+0.7834 ₁₀ ⁻²	-0.4655 ₁₀ ⁻²
0.98	+0.3702 ₁₀ ⁻¹	+0.1789 ₁₀ ⁻¹	+0.1512 ₁₀ ⁻²
1.10	+0.6687 ₁₀ ⁻¹	+0.4173 ₁₀ ⁻¹	+0.1768 ₁₀ ⁻¹
1.20	+0.9403 ₁₀ ⁻¹	+0.6449 ₁₀ ⁻¹	+0.3443 ₁₀ ⁻¹

Т а б л и ц а I.5 (продолжение)

Диаметр(м)	6ФI (АНК-3)	6ФIM	6ФI.2Т	8И.4
0.10	+0.6617 _{10⁻³}	+0.2563 _{10⁻⁴}	+0.5099 _{10⁻³}	+0.3440 _{10⁻⁴}
0.20	-0.1317 _{10⁻²}	-0.1010 _{10⁻³}	-0.1405 _{10⁻²}	+0.6404 _{10⁻³}
0.40	-0.5759 _{10⁻²}	-0.1571 _{10⁻²}	-0.1531 _{10⁻¹}	-0.9648 _{10⁻³}
0.60	+0.1707 _{10⁻¹}	+0.1704 _{10⁻²}	-0.1857 _{10⁻¹}	-0.1004 _{10⁻¹}
0.80	+0.6633 _{10⁻¹}	+0.2024 _{10⁻¹}	+0.8922 _{10⁻³}	-0.1305 _{10⁻¹}
1.00	+0.1286	+0.5554 _{10⁻¹}	+0.3870 _{10⁻¹}	-0.1446 _{10⁻²}
1.20	+0.1938	+0.1022	+0.8699 _{10⁻¹}	+0.2417 _{10⁻¹}
1.40	+0.2564	+0.1540	+0.1394	+0.5964 _{10⁻¹}
1.60	+0.3140	+0.2064	+0.1920	+0.1007
1.80	+0.3658	+0.2568	+0.2423	+0.1439
2.00	+0.4120	+0.3041	+0.2893	+0.1872
2.20	+0.4530	+0.3474	+0.3327	+0.2291
2.40	+0.4894	+0.3686	+0.3722	+0.2688
2.60	+0.5218	+0.4226	+0.4083	+0.3061
2.80	+0.5506	+0.4554	+0.4410	+0.3409
3.00	+0.5764	+0.4849	+0.4708	+0.3732
3.20	+0.5997	+0.5117	+0.4979	+0.4030
3.60	+0.6394	+0.5584	+0.5454	+0.4560
4.00	+0.6722	+0.5978	+0.5851	+0.5017
5.00	+0.7330	+0.6716	+0.6602	+0.5906
6.00	+0.7757	+0.7243	+0.7124	+0.6540
7.00	+0.8082	+0.7611	+0.7516	+0.6995
8.00	+0.8340	+0.7879	+0.7830	+0.7325
9.00	+0.8556	+0.8091	+0.8079	+0.7586
12.00	+0.9029	+0.8568	+0.8645	+0.8108

Т а б л и ц а 1.5 (окончание)

Диаметр(м)	4ΦI	4ΦI.I	4ΦI.25
0.10	+0.1510 _{10⁻³}	+0.1306 _{10⁻³}	+0.1403 _{10⁻³}
0.20	-0.3923 _{10⁻³}	-0.1152 _{10⁻³}	+0.2367 _{10⁻³}
0.40	-0.1014 _{10⁻¹}	-0.7836 _{10⁻²}	-0.4558 _{10⁻²}
0.60	-0.1571 _{10⁻¹}	-0.1612 _{10⁻¹}	-0.1331 _{10⁻¹}
0.80	+0.2038 _{10⁻²}	-0.7352 _{10⁻²}	-0.1266 _{10⁻¹}
1.00	+0.4173 _{10⁻¹}	+0.2153 _{10⁻¹}	+0.3865 _{10⁻²}
1.20	+0.9403 _{10⁻¹}	+0.6449 _{10⁻¹}	+0.3443 _{10⁻¹}
1.40	+0.1508	+0.1145	+0.7417 _{10⁻¹}
1.60	+0.2072	+0.1664	+0.1185
1.80	+0.2605	+0.2172	+0.1642
2.00	+0.3096	+0.2651	+0.2090
2.20	+0.3544	+0.3096	+0.2519
2.40	+0.3949	+0.3504	+0.2922
2.60	+0.4314	+0.3878	+0.3297
2.80	+0.4643	+0.4217	+0.3644
3.00	+0.4941	+0.4528	+0.3963
3.20	+0.5209	+0.4809	+0.4257
3.60	+0.5678	+0.5302	+0.4778
4.00	+0.6068	+0.5715	+0.5221
5.00	+0.6797	+0.6504	+0.6078
6.00	+0.7299	+0.7049	+0.6685
7.00	+0.7648	+0.7439	+0.7127
8.00	+0.7910	+0.7722	+0.7459
9.00	+0.8123	+0.7949	+0.7708
12.00	+0.8652	+0.8468	+0.8248

Этот факт объясняется тем, что в этом случае плотность токов в скважине возрастает.

С увеличением диаметра скважины различие между γ_k и $\gamma_k^{одн}$ возрастает, т.к. радиальные характеристики зондов тем хуже, чем больше радиус скважины.

В табл. I.6 даны максимальные значения отношения γ_c / γ_n , при которых влияние скважины не превышает 10%.

Т а б л и ц а I.6.

Зонд	0,20 (м)	0,25(м)	0,30(м)
4ФI - 70 кГц	270	50	25
ρ_c^{min} Ом·м	0,2	0,2	0,2
4ФI, I - 1000 кГц	300	70	20
ρ_c^{min} Ом·м	0,5	0,7	1,0

Зонд 6ФIM-50 кГц при $a_c = 0,1$ м практически во всем рабочем диапазоне сопротивлений пласта (0,4 + 120м·м) дает отличие γ_k от $\gamma_k^{одн}$ не более 5% при $\rho_c \geq 0,02$ Ом·м

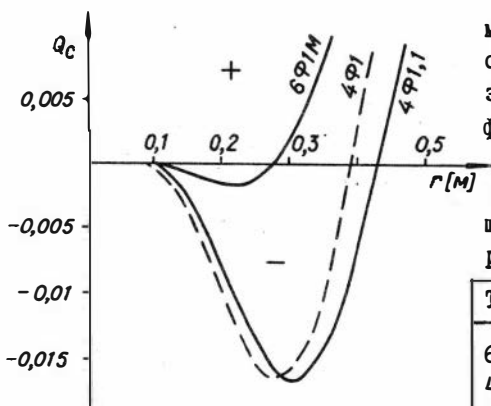
Зонд 4ФI-70 кГц в сильно минерализованных скважинах дает несколько большее отличие γ_k от $\gamma_k^{одн}$. При $\rho_c = 0,2$ Ом·м γ_k с точностью ~ 5% совпадает с $\gamma_k^{одн}$ во всем диапазоне удельных сопротивлений пласта (< 250м·м).

Для зонда 4ФI, I-1000 кГц диапазон сопротивлений бурового раствора значительно ограничен по сравнению с зондом 4ФI. Это связано с тем, что толщина скин-слоя в скважине δ_c / a_c мала и условия фокусировки нарушаются при сравнительно высоких сопротивлениях бурового раствора (табл. I.2).

Теперь исследуем поведение кажущейся проводимости, измеряемой зондами 4ФI и 4ФI, I, в трехслойной среде (скважина, зона проникновения, пласт).

На рис. I.18 изображены радиальные характеристики исследуемых зондов на начальном участке значений радиуса цилиндра.

Введём обозначения для характерных точек кривых $Q_c(r)$: r_{min} - значение радиуса, при котором $Q_c(r)$ достигает миниму-



Р и с. I.18.

ма; r_0 - значение радиуса, соответствующего нулевому значению геометрического фактора.

Численные значения r_{min} и r_0 имеют следующие значения для рассматриваемых зондов:

Тип зонда	r_{min} (м)	r_0 (м)
6FI	0,22	0,28
4FI	0,28	0,39
4FI,I	0,31	0,43

Рассмотрим некоторые особенности поведения кажущейся удельной проводимости при изменении параметров среды.

Остановимся на понижающем проникновении ($\gamma_n / \gamma_d < 1$).

1. Зонд 4FI. Если $a_d < r_0$, то с увеличением сопротивления ρ_d отношение γ_k / γ_n возрастает. Если же $a_d > r_0$, то при росте ρ_d кажущаяся проводимость уменьшается, и в том и другом случае $\gamma_k / \gamma_n \rightarrow 1$. Например, при $\rho_n = 32 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ ($a_c = 0,1 \text{ м}$) имеют место следующие зависимости:

ρ_d	2	4	8	16
γ_k / γ_n	$a_d = 0,28 \text{ м} < r_0$			
	0,714	0,852	0,921	0,956
γ_k / γ_n	$a_d = 0,56 \text{ м} > r_0$			
	2,215	1,553	1,221	1,056

2. Зонд 4FI,I. Если $a_d < r_0$, то γ_k / γ_n уменьшается с ростом сопротивления пласта. В случае $a_d > r_0$ с увеличением ρ_n величина γ_k / γ_n растет. Например, при $\rho_d = 16 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ ($a = 0,1 \text{ м}$) наблюдаются следующие зависимости:

ρ_n	32	64	128
	$a_\Delta = 0,28 \text{ м} < r_0$		
γ_k / γ_n	0,965	0,918	0,832
	$a_\Delta = 0,56 \text{ м} > r_0$		
γ_k / γ_n	1,064	1,176	1,380

Теперь исследуем влияние промежуточной зоны в случае повышающего проникновения ($\gamma_n / \gamma_\Delta > 1$).

Рассмотрим семейства кривых, изображенных на рис. I.19^{a, б} и построенных по результатам строгих расчетов.

По оси ординат отложены значений отношений электропроводности зоны проникновения к проводимости пласта, а по оси абсцисс - параметр $\Delta \gamma$ %, отражающий влияние скважины и зоны проникновения на измеряемую величину γ_k :

$$\Delta \gamma = \frac{\gamma_k^{\text{одн}} - \gamma_k}{\gamma_k^{\text{одн}}} \cdot 100 ,$$

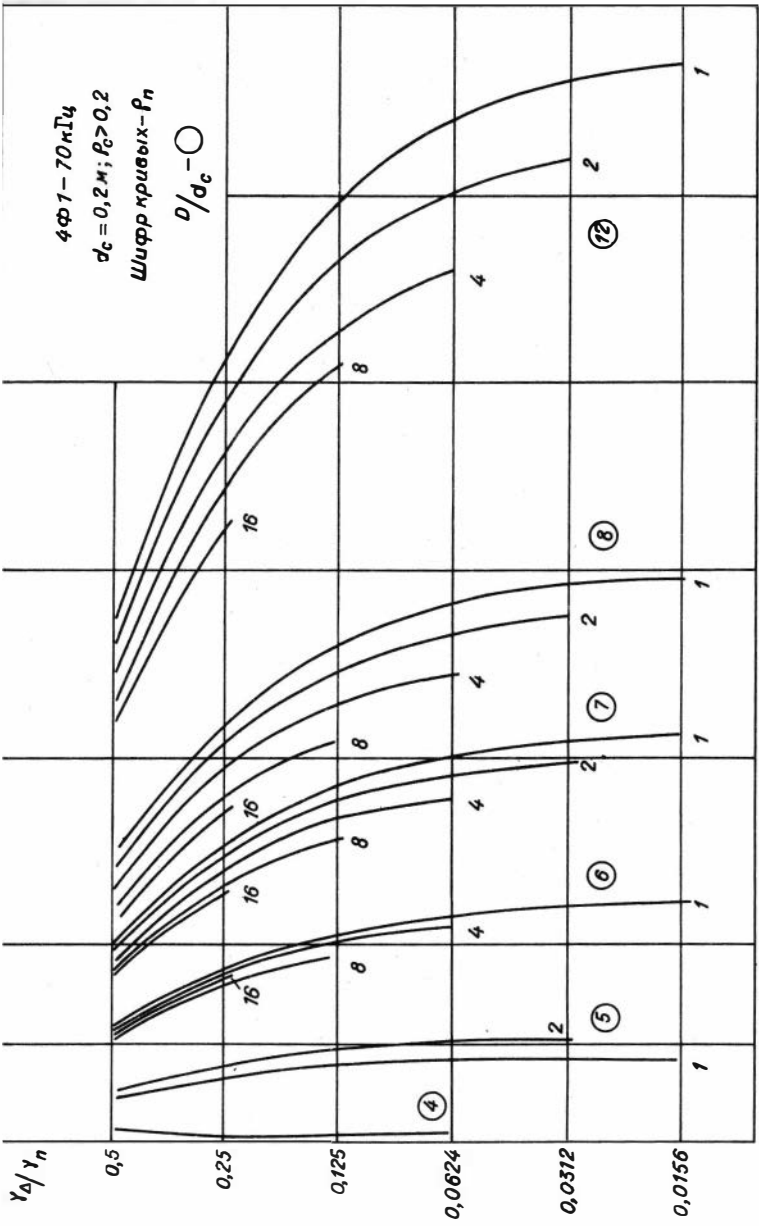
где $\gamma_k^{\text{одн}}$ - кажущаяся проводимость в однородной среде с проводимостью пласта с учетом скин-эффекта;

γ_k - кажущаяся проводимость в трехслойной модели среды, рассчитанная по формуле (I.102).

Из рассмотрения рис. I.19^a (зонд 4Ф1) видно, что влияние ближней зоны не превышает 10% в широком интервале значений удельного сопротивления пласта, если отношение $D / d_c \leq 6$ или $D \leq 1,2$ м. Можно отметить естественную закономерность: если значения проводимости пласта и зоны проникновения близки друг другу ($I > \gamma_\Delta / \gamma_n > 0,5$), то влияние ближней зоны уменьшается и $\gamma_k \rightarrow \gamma_k^{\text{одн}}$ при больших значениях диаметра зоны проникновения.

Аналогичные выводы можно сделать и для зонда 4Ф1,1 при изучении графиков, изображенных на рис. I.19^б.

В заключение в табл. I.7 приведены диапазоны изменения сопротивления пласта при различных размерах и сопротивлениях зоны проникновения ($a_c = 0,1 \text{ м}$, $\rho_c \geq 0,50 \text{ м.м}$), при которых γ_k / γ_n



для соответствующих зондов отличается не более чем на 10% от единицы.

Т а б л и ц а I.7

ρ_{Δ} (Ом·м)	$2\sqrt{2}$	4	$4\sqrt{2}$	Тип зонда
2	0,5 - 20	0,5 - 8	I - 4	6ФIM - 50 кГц
	0,5 - 8	0,5 - 40	I - 4	4ФI - 70 кГц
	-	-	-	4ФI, I- 1000кГц
4	0,5 - 20	0,5 - 16	I - 8	6ФIM
	0,5 - 16	0,5 - 40	I - 8	4ФI
	8 - 16	8 - 32	-	4ФI, I
8	0,5 - 20	0,5 - 32	2 - 16	6ФIM
	0,5 - 40	0,5 - 40	2 - 16	4ФI
	8 - 32	8 - 64	8 - 16	4ФI, I
16	0,5 - 20	0,5 - 64	2 - 32	6ФIM
	0,5 - 40	0,5 - 40	2 - 40	4ФI
	8 - 64	8 - 128	8 - 32	4ФI, I
32	0,5 - 20	0,5 - 64	4 - 64	6ФIM
	0,5 - 40	0,5 - 40	4 - 40	4ФI
	8 - 128	8 - 128	8 - 64	4ФI, I
64	0,5 - 20	0,5 - 64	8 - 64	6ФIM
	0,5 - 40	0,5 - 40	4 - 40	4ФI
	8 - 128	8 - 128	16 - 128	4ФI, I
128	0,5 - 20	0,5 - 64	4 - 64	6ФIM
	0,5 - 40	0,5 - 40	4 - 40	4ФI
	8 - 128	8 - 128	16 - 128	4ФI, I

§ 7. Вертикальные характеристики зондов ВИК

С помощью многокатушечных фокусирующих зондов можно существенно ослабить влияние параметров скважины и зоны проникновения, т.е. тех участков среды, которые непосредственно окружают зонд. Напротив, в пластах ограниченной мощности влияние вме-

щающих пород будет мало заметным, если основная доля измеряемого сигнала будет формироваться токами, индуцированными в сравнительно близких участках среды (в пласте). Поэтому многокатушечные фокусирующие зонды, обладая лучшей радиальной характеристикой по сравнению с главным двухкатушечным зондом, более чувствительны к удаленным участкам среды, в том числе к вмещающим породам. При этом влияние вмещающей среды тем заметнее, чем меньше её электрическое удельное сопротивление и чем меньше мощность пласта.

Однако с помощью внешней фокусировки, когда вне интервала основного двухкатушечного зонда расположены дополнительные катушки, в некоторых частных случаях можно улучшить вертикальную характеристику зонда поскольку дополнительные катушки ослабляют сигналы от вмещающих пород.

На основе теории Г.Долля можно показать, что наличие внутренней фокусировки у многокатушечного зонда ухудшает вертикальную характеристику основного двухкатушечного зонда.

Рассмотрим случай, когда зонд расположен внутри интервала пласта. При этом геометрические факторы пласта и вмещающих пород многокатушечного зонда обозначим через Q_n^M и Q_δ^M , а геометрические факторы главного двухкатушечного зонда - через Q_n и Q_δ . Очевидно, что отношения сигналов от пласта и вмещающей среды в каждом из зондов могут быть представлены в виде $\frac{\gamma_n Q_n^M}{\gamma_\delta Q_\delta^M}$ и $\frac{\gamma_n Q_n}{\gamma_\delta Q_\delta}$. Можно показать, используя соотношения (I.37) и (I.9I), что относительная величина сигнала в многокатушечном зонде меньше, чем аналогичная величина для двухкатушечного, т.е.

$$\frac{Q_n^M}{Q_\delta^M} < \frac{Q_n}{Q_\delta} \quad \text{или} \quad \frac{Q_n^M}{Q_n} < \frac{Q_\delta^M}{Q_\delta} .$$

Действительно, для зонда с внутренней фокусировкой, подставляя (I.37) в (I.9I) и нумеруя зонды в определенном порядке, можно получить следующие выражения:

а) для многокатушечного зонда

$$Q_n^M = \frac{\sum_{i=1}^m \frac{M_i N_i}{M_1 N_1} \left[1 - \frac{H L_i}{2(H^2 - 4\ell_0^2)} \right]}{\sum_{i=1}^m \frac{M_i N_i}{M_1 N_1}}, \quad (\text{I.103})$$

$$Q_{\delta}^m = 1 - Q_n^m = \frac{\sum_{i=1}^m \frac{M_i N_i}{M_i N_i} \left[\frac{HL_i}{2(H^2 - 4\ell_0^2)} \right]}{\sum_{i=1}^m \frac{M_i N_i}{M_i N_i}} \quad (\text{I.104})$$

Здесь m - число двухкатушечных зондов в составе многокатушечного;

б) для двухкатушечного главного зонда

$$Q_n = 1 - \frac{HL_1}{2(H^2 - 4\ell_0^2)}, \quad (\text{I.105})$$

$$Q_{\delta} = \frac{HL_1}{2(H^2 - 4\ell_0^2)} \quad (\text{I.106})$$

Предположим, что главный двухкатушечный зонд расположен симметрично относительно центра пласта, тогда

$$Q_n = 1 - \frac{L_1}{2H} = 1 - Q_{\delta}, \quad (\text{I.107})$$

$$Q_{\delta} = \frac{L_1}{2H} \quad (\text{I.108})$$

Для зондов типа 4ФI и 4ФI, I с одной приемной катушкой расстояние между центрами пласта и i -го зонда

$$\ell_0 = \frac{L_1 - L_i}{2} \quad (\text{I.109})$$

и тогда в формулах для Q_n^m и Q_{δ}^m отношения, стоящие в числителях (I.103), (I.104), преобразуются следующим образом:

$$\frac{HL_i}{2(H^2 - 4\ell_0^2)} = \frac{L_1}{2H \left[1 - \frac{(L_1 - L_i)^2}{H^2} \right]} = \frac{Q_{\delta}}{1 - \frac{(L_1 - L_i)^2}{H^2}} = \frac{Q_{\delta}}{1 - \Delta^2}, \quad (\text{I.110})$$

где

$$\Delta = \frac{L_1 - L_i}{H} \ll 1.$$

Запишем соотношения (I.I03) и (I.I04) в следующем виде:

$$Q_n^M = 1 - \frac{Q_6 \sum_{i=1}^m \frac{\rho_i}{1 - \nabla^2}}{\sum_{i=1}^m \rho_i} ; \quad (\text{I.II1})$$

$$Q_6^M = \frac{Q_6 \sum_{i=1}^m \frac{\rho_i}{1 - \nabla^2}}{\sum_{i=1}^m \rho_i} . \quad (\text{I.II2})$$

Подставляя в (I.II1), (I.II2) параметры зондов 4Ф1, 4Ф1,1 (табл.I.3), нетрудно показать, что

$$x = \frac{\sum_{i=1}^m \frac{\rho_i}{1 - \nabla^2}}{\sum_{i=1}^m \rho_i} > 1 . \quad (\text{I.II3})$$

Из (I.II1) и (I.II2) с учетом (I.II3) получаем:

$$\frac{Q_n^M}{Q_6^M} = \frac{1 - Q_6 x}{Q_6 x} = \frac{1}{Q_6 x} - 1 . \quad (\text{I.II4})$$

Из (I.I07) и (I.I08):

$$\frac{Q_n^M}{Q_6^M} = \frac{1}{Q_6} - 1 . \quad (\text{I.II5})$$

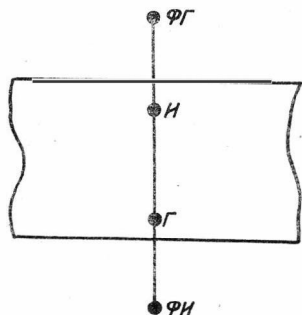
Сопоставляя выражения (I.II4) и (I.II5), нетрудно видеть, что

$$\frac{Q_n^M}{Q_6^M} < \frac{Q_n}{Q_6} \quad (\text{I.II6})$$

и, следовательно, вмещающие породы в большей степени оказывают влияние на фокусирующий зонд.

В более общем случае, когда главный зонд несимметрично расположен относительно границ пласта или, когда в многокатушечном зонде имеется несколько возбуждающих и несколько приемных катушек, доказать условие (I.II6) довольно трудно. Однако, можно предполагать, что и в этом случае соотношение (I.II6) остается справедливым.

Представляет интерес рассмотреть случай, когда в многокатушечном зонде применена внешняя фокусировка. Для простоты исследуем вертикальную характеристику четырехкатушечного симметричного зонда, схема размещения катушек которого относительно границ пласта изображена на рис. I.20.



Р и с. I.20.

Здесь z - длина зондов ФИ-Г и ФI'-И в единицах длины основного зонда, P - произведение моментов катушек ФИ-Г и ФГ-И.

При встречном включении катушек ФИ-Г и ФГ-И, т.е. когда $P < 0$, из (I.II7) следует, что

$$\frac{Q_n^M}{Q_\delta^M} > 1.$$

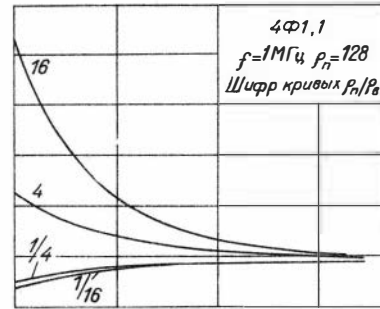
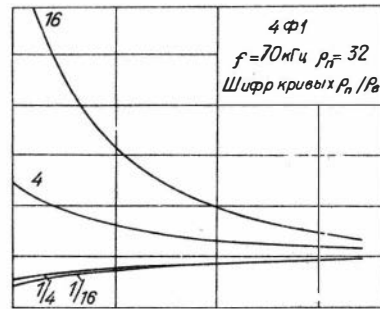
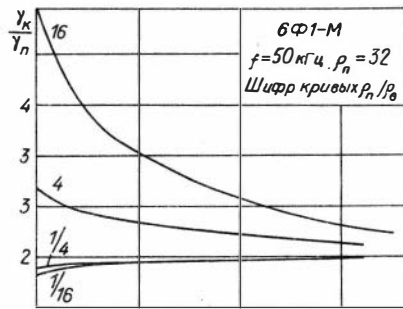
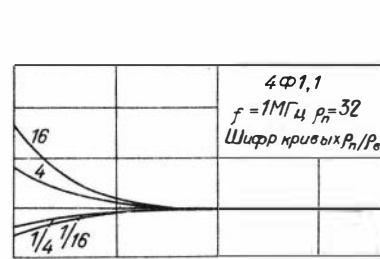
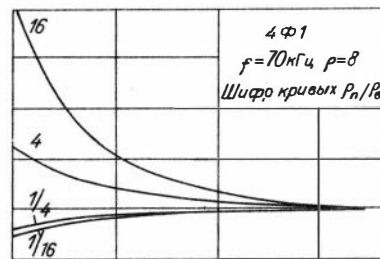
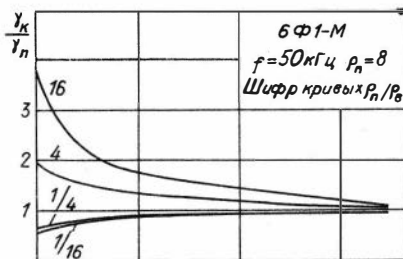
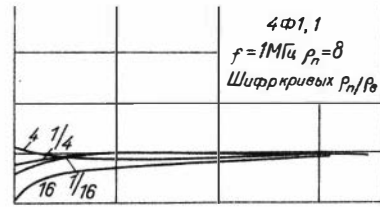
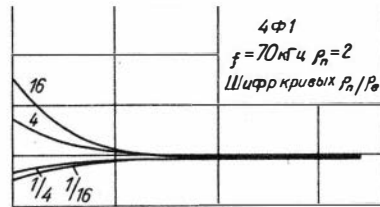
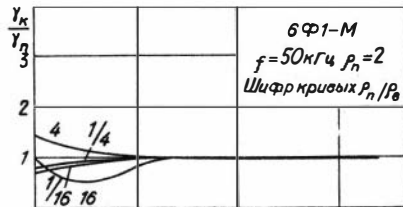
Поскольку $Q_n = Q_\delta$ в рассматриваемом случае, то

$$\frac{Q_n^M}{Q_\delta^M} > \frac{Q_n}{Q_\delta}. \quad (\text{I.II8})$$

Соотношение (I.II8), очевидно, будет сохраняться и в том случае, если граница пласта проходит между катушками ФИ-Г и ФГ-И.

Таким образом, внешняя фокусировка ослабляет влияние вмещающих пород.

В том случае, когда многокатушечный зонд целиком находится в интервале пласта, эффект внешней фокусировки отсутствует. В этом случае все выкладки, проведенные для зондов с внутренней фокусировкой, справедливы и для зонда с внешней фокусировкой, поскольку, считая, например, $P_i < 0$, можно утверждать,



что

$$\Delta < 1 \text{ и } \sum_{i=1}^m \frac{\rho_i}{1 - \Delta^2} > \sum_{i=1}^m \rho_i .$$

Таким образом, при $H > L$ фокусирующие зонды обладают большей чувствительностью к вмещающей среде, чем основной двухкатушечный зонд.

Применение зондов с внешней фокусировкой приводит к небольшому улучшению вертикальной характеристики на интервале мощностей пласта $L < H < L + 2L$, однако влияние вмещающей среды при $\gamma_n < \gamma_\delta$ в этом случае может оказаться настолько значительным (далее это будет показано), что γ_κ существенно отличается от γ_n для зондов как с внутренней, так и с внешней фокусировкой. В тех случаях, когда $\gamma_n > \gamma_\delta$ и $H > L$, зонды как с внутренней, так и с внешней фокусировкой имеют одинаковые вертикальные характеристики.

На рис. I.2I приведены графики, отражающие зависимость γ_κ/γ_n от мощности пласта ($H \geq L$) при различных значениях удельного сопротивления ρ_n и отношений ρ_n/ρ_δ для зондов 6ФІМ, 4ФІ и 4ФІ, I, расположенных симметрично относительно центра пласта.

Отметим некоторые особенности в поведении кажущейся удельной проводимости.

1. С повышением частоты влияние вмещающих пород ослабевает. Заметно этот эффект сказывается при $\rho_n/\rho_\delta > 1$ и больших мощностях пласта. Так, например, для зонда 4ФІ ($f = 70$ кГц) при $\rho_n = 320 \text{ м.м}$, $\rho_\delta = 20 \text{ м.м}$ и $H = 2,5 \text{ м}$ $\gamma_\kappa/\gamma_n \approx 2,5$, тогда как для зонда 4ФІ, I ($f = 1$ МГц) при тех же параметрах среды $\gamma_\kappa/\gamma_n \approx 1,05$.

2. Увеличение проводимости вмещающих пород приводит к ухудшению вертикальной характеристики зонда в тем большей степени, чем ниже рабочая частота и меньше мощность пласта.

3. Зонд с внешней фокусировкой 6ФІМ в интервале мощностей пласта $1,5 \text{ м} \leq H \leq 2,5 \text{ м}$ при $\rho_n > \rho_\delta$ приводит по мере уменьшения H к меньшему росту величины γ_κ/γ_n , чем зонд с внутренней фокусировкой 4ФІ. При $H = 2,5 \text{ м}$, $\rho_n = 80 \text{ м.м}$, $\rho_\delta = 0,5 \text{ Ом.м}$ оба зонда имеют одинаковое значение $\gamma_\kappa/\gamma_n \approx 1,75$. Но уже при $H = 1,75 \text{ м}$ для зонда 4ФІ $\gamma_\kappa/\gamma_n \approx 2,5$, а для зонда 6ФІМ - $\gamma_\kappa/\gamma_n \approx 1,8$. В этом же интервале мощностей пласта при $\rho_\delta = 20 \text{ м.м}$

оба зонда дают практически одинаковые значения γ_k/γ_n . Таким образом, преимущества зонда с внешней фокусировкой сказываются при весьма больших отношениях ρ_n/ρ_b , однако искажения γ_k при этом столь значительны, что получить истинное удельное сопротивление пласта не удается в обоих случаях.

§ 8. О форме кривых ВИК

Величина кажущегося удельного сопротивления, регистрируемая в процессе каротажа на диаграмме, зависит от электрических и геометрических параметров скважины, зоны проникновения, пласта и вмещающей среды. В частности, на характер кривой, её конфигурацию существенное влияние оказывают горизонтальные поверхности раздела, разграничивающие среды с разными значениями электрических сопротивлений.

Для расчета кривых профилирования многокатушечных зондов 4ФI-70 кГц и 4ФI, I-1000 кГц против пластов различной мощности были использованы довольно сложные выражения, приведенные в работах /2, II/. Результаты расчета приведены на рис. I.22^{а, б, в, г} в виде кривых, шифр которых соответствует мощности пласта в долях длины основного зонда (H/L).

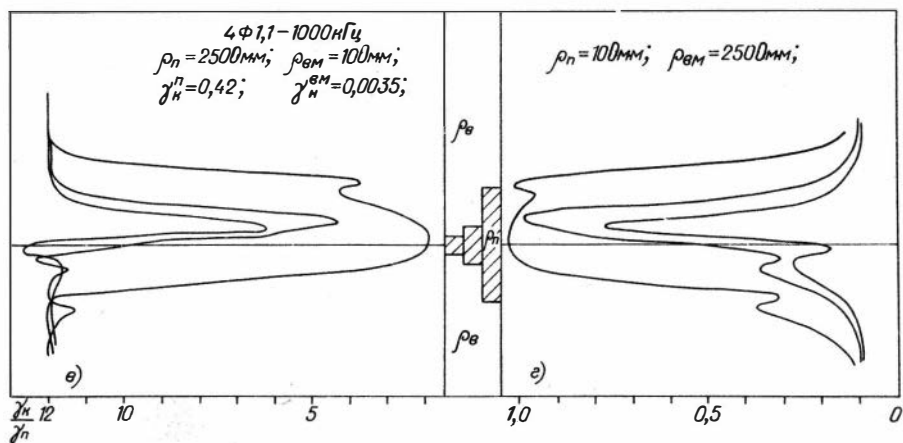
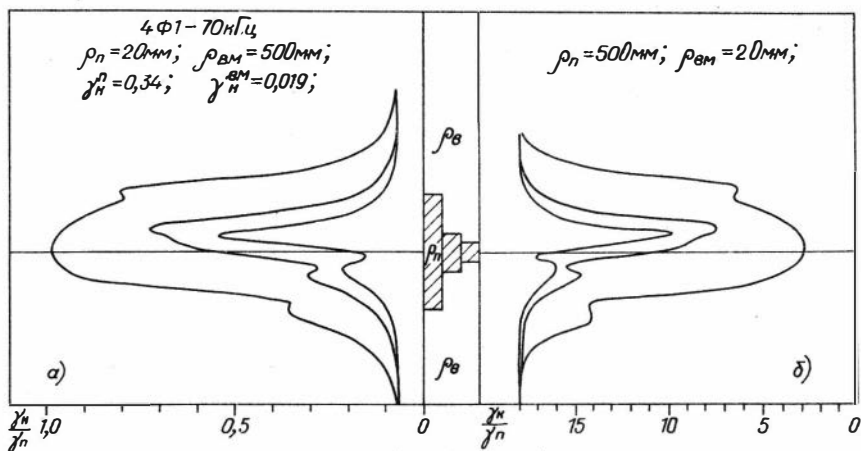
При расчетах задавались значения удельных сопротивлений ρ_n и ρ_b , указанные на каждом рисунке. На полях рисунков приведены численные значения кажущейся удельной проводимости γ_k^n и $\gamma_k^{бм}$ однородной среды с сопротивлениями соответственно ρ_n и $\rho_{бм}$. Кривые профилирования против одиночного пласта размещаются симметрично в том случае, если точкой записи считать главную возбуждающую катушку.

Отношение γ_k/γ_k^n вычислялось по формуле

$$\frac{\gamma_k}{\gamma_k^n} = \frac{\varepsilon^{г.сл.}}{\varepsilon_n^{одн}},$$

где

$$\frac{\varepsilon^{г.сл.}}{\varepsilon_n^{(1)}} = \sum_{i=1}^N c_i \left(\frac{L_1}{L_i} \right)^3 h_z^{(i)г.сл.}$$



$$\frac{\varepsilon_{одн}}{\varepsilon_{nn}^{(i)}} = \sum_{i=1}^{\infty} c_i \left(\frac{L_1}{L_i} \right)^3 h_{\pm}^i(\gamma_n).$$

Здесь $(i)2.сн.$

а) h_{\pm}^i - относительное значение поля i -го зонда в горизонтально-слоистой среде, вычисленное в соответствии с выражением (I.78^б);

б) коэффициент $c_i = 1$.

На рис. I.22^а показана кривая профилирования для зонда 4ФI-70 кГц в пласте низкого сопротивления ($\rho_n < \rho_{\beta n}$). Когда мощность пласта превосходит длину зонда ($H/L = 3$), значение $\gamma_{\kappa}/\gamma_{\kappa}^n = 1$ соответствует такому положению, когда центр зонда находится против центра пласта. На кривой имеются характерные перегибы, соответствующие переходу центра зонда через подошву и кровлю пласта.

В целом можно отметить, что кривая профилирования против пласта, превышающего длину основного зонда, не имеет значительной асимметрии (штриховой контур соответствует зеркальному отображению основной кривой относительно центра пласта и иллюстрирует асимметрию) и максимальное отклонение кривой вдоль оси $\gamma_{\kappa}/\gamma_{\kappa}^n$ соответствует значению кажущейся электропроводности однородной среды с проводимостью пласта.

Уменьшение мощности пласта в три раза ($H/L = 1$) приводит к относительно небольшому изменению сигнала от пласта ($\gamma_{\kappa}/\gamma_{\kappa}^n = 0,75$). В этом случае можно отметить, что характерный изгиб кривой в подошве пласта сохраняется, становясь более выразительным с уменьшением мощности пласта, а в кровле способствует более резкому выделению максимума кривой профилирования.

На рис. I.22^б пласт имеет более высокое сопротивление, чем вмещающая среда ($\rho_n \gg \rho_{\beta}$). Здесь кривые профилирования практически не имеют особенностей по сравнению с предыдущим примером, когда $\rho_n \ll \rho_{\beta}$.

На рис. I.22^г изображены кривые профилирования высокочастотным каналом ВИК в случае $\rho_n \ll \rho_{\beta}$. Характерной особенностью этого примера является то, что форма кривой профилирования близка к прямоугольной. Это подтверждает тот факт, что вертикальные характеристики с ростом частоты улучшаются.

На рис. I.22^B можно отметить некоторое отклонение кривых в сторону увеличения δ_k / δ_k^2 при переходе зонда через подошву пласта, что особенно заметно, когда мощность пласта меньше длины зонда.

Г л а в а П

КОНСТРУИРОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗОНДОВ В И К

Одним из важнейших требований, которым должны отвечать реальные конструкции зондов индукционного каротажа и, в частности, зондов ВИК, является соответствие радиальной и вертикальной характеристик расчетным данным.

Способы расчета многокатушечных фокусирующих систем, как аналитические, так и графические, основаны на допущениях, которые сводятся, в основном, к следующему:

- 1) катушки зонда представляют собой точечные вертикальные магнитные диполи;
- 2) скважина и промежуточная зона, влияние которых необходимо ослабить, являются областями Долля, а токи, индуцируемые в них, не взаимодействуют с токами внешней области;
- 3) ось зонда совпадает с осью скважины.

В реальных зондах катушки имеют конечные размеры (длину, диаметр), ось зонда, даже при наличии центрирующего устройства, смещена относительно оси скважины, а взаимодействием между токами, индуцированными в среде, не всегда можно пренебречь. При значительном отклонении от указанных условий может произойти ухудшение фокусирующих свойств зонда. Существуют и другие причины, которые могут повлечь за собой ухудшение фокусировки. Так, например, расчетное соотношение магнитных моментов последовательно включенных катушек задающей цепи зонда реализуется обычно соответствующим выбором числа витков этих катушек при равенстве их диаметров и в предположении равенства протекающих через них токов. Однако токи в катушках могут быть различными вследствие резонансных явлений, влияние которых во мно-

гом зависит от выбора электрических параметров катушек, подводящих линий и т.д. Кроме того, самое строгое соблюдение геометрических размеров в длинах зондов в соответствии с расчетными значениями в ряде случаев может оказаться недостаточной гарантией в практических измерениях. Заметим, что в идеальном зонде предполагается только индуктивная связь между катушками, в действительности существуют и связи емкостного характера, для исключения которых необходимо применять электрическое экранирование катушек и подводящих проводов. С увеличением частоты возбуждения поля влияние емкостных связей возрастает, поэтому в аппаратуре ВИК к качеству электрического экранирования предъявляются повышенные требования. Недостаточное экранирование приводит к тому, что при погружении зонда в буровой раствор изменяются емкостные связи между катушками, а это вызывает неучитываемое изменение начального (нулевого) сигнала. Теоретические оценки электрического экранирования представляются весьма затруднительными.

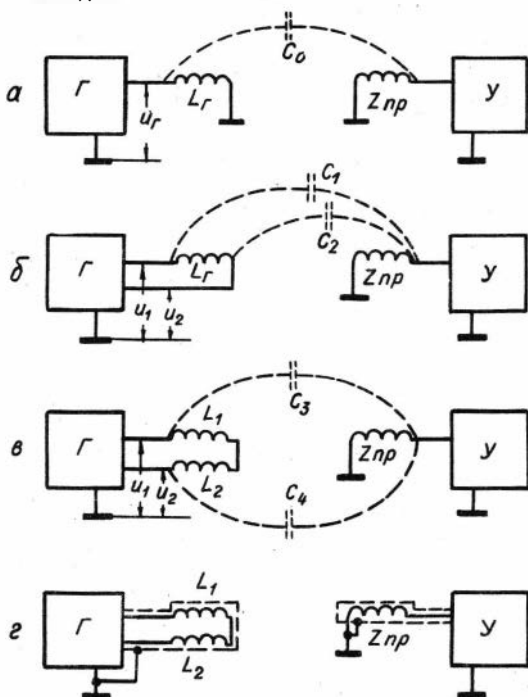
Все отмеченные обстоятельства приводят к необходимости экспериментальной проверки свойств выбранной конструкции зонда. Такая проверка может быть проведена только при помощи моделирования в масштабе 1:1, то есть на основе измерений с реальным скважинным прибором в модели, включающей скважину и промежуточную зону.

Целью модельных исследований является сопоставление реальных характеристик с расчетными. Кроме того, оценивается емкостное влияние среды, окружающей зонд, и влияние расцентровки зонда. На основе этих данных делаются выводы о фокусирующих свойствах и качестве электрического экранирования.

§ I. Электрическое экранирование и способы устранения емкостного влияния в зондах ВИК

Как отмечалось, сущность индукционного метода измерений заключается в регистрации э.д.с., наводимой в приемной цепи токами, индуцированными в окружающей среде переменным магнитным полем возбуждающих катушек зонда. Помимо этого, в приемной цепи возникает э.д.с. E_0 за счет прямой индуктивной связи между катушками. Эта э.д.с. является помехой, поэтому применяются раз-

личные меры для её исключения (нулевые зонды, фазочувствительное детектирование, фазочувствительная обратная связь и др.). Другим источником помех является прямая емкостная связь между катушками зонда.



Р и с. П. I.

На рис. П. I приведена упрощенная схема возникновения емкостной помехи в двухкатушечном зонде. Обозначения: C_0 — емкость между генераторной и приемной катушками, Z_{np} — полное сопротивление входа приемной цепи, u_r — электрическое напряжение на возбуждающей катушке. Напряжение емкостной помехи приближенно можно представить в следующем виде:

$$u_c \approx u_r \omega C_0 Z_{np}, \quad (\text{П. I})$$

где ω — частота возбуждения поля.

Емкостная помеха носит в основном реактивный характер. Задача исключения емкостной помехи не представляла бы значительных трудностей, если бы эта помеха по уровню не изменялась. Однако при погружении зонда в буровой раствор прямая емкостная связь между катушками уменьшается, и это приводит к изменению начального сигнала, практически не поддающемуся учету. Поэтому емкостную помеху стремятся уменьшить до минимальной величины, не превышающей порога чувствительности (нестабильности нуля) аппаратуры.

Уменьшение емкостной помехи для зондов с выбранными моментами и числами витков катушек осуществляется следующими способами:

- 1) использованием симметричных схем включения для возбуждающей и приемной цепей зонда;
- 2) применением симметричной намотки катушек зонда;
- 3) электрическим экранированием катушек и подводящих проводов зонда.

На рис. П. I^б показан случай симметричного питания возбуждающей катушки при несимметричной её намотке. Напряжения u_1 и u_2 на концах генераторной катушки равны друг другу, а их фазы противоположны. Однако ввиду того, что точки 1 и 2 находятся на разных расстояниях от приемной цепи, емкости связи C_1 и C_2 не равны друг другу. Поэтому напряжение емкостной помехи

$$u_c \approx (u_2 \omega c_2 + u_1 \omega c_1) Z_{np} = \frac{u_r}{2} \omega (c_2 - c_1) Z_{np}, \quad (\text{П. I}^a)$$

будучи уменьшенным по сравнению с напряжением в случае, показанном на рис. П. I^в, тем не менее, не исчезает полностью.

Дальнейшее ослабление емкостной помехи достигается применением симметричной намотки катушек. Этот пример изображен на рис. П. I^в, где емкости связи C_3 и C_4 равны друг другу по величине. Поэтому при полной симметрии питания ($u_1 = u_2$) напряжения емкостной помехи от обеих частей (L_1 и L_2) возбуждающей катушки взаимно компенсируют друг друга. Симметричная намотка катушки эффективна только при её симметричном включении.

В действительности же полная симметрия питания катушек и изготовления зонда недостижима, поэтому необходимо тщательное электрическое экранирование как цепей и деталей генератора,

имеющих повышенные переменные электрические потенциалы, так и приемных цепей (рис. П. I^Г).

В настоящее время в зондах индукционного каротажа, как правило, используется симметричная намотка катушек, симметрично включенных в схему. Прежде всего это относится к задающим цепям зондов.

В силу особенностей, присущих аппаратуре ВИК, — возрастающие роли наводок электрического и магнитного характера, а также роли емкостных связей, сближающих частоту собственного резонанса катушек с частотой возбуждения поля, — протяженность приемной цепи в пространстве должна быть минимальной. Поэтому лучшим вариантом аппаратуры ВИК является такой, в котором используется зонд, содержащий приемную цепь в виде одной катушки. Применение симметричного включения этой катушки в цепь усилителя потребовало бы использования либо входного симметризирующего трансформатора, либо двухтактной усилительной схемы. Оба эти решения нежелательны из-за трудностей конструирования и изготовления входного трансформатора для частот от 100 до 1000 кГц и вносимых им дополнительных погрешностей (в первом случае), а также ввиду усложнения схемы (в обоих случаях). Поэтому в зондах ВИК приемная цепь состоит из одной катушки, включенной несимметрично в цепь усилителя.

Таким образом, ясно, что для аппаратуры ВИК типичными являются зонды, содержащие симметричную относительно земли возбуждающую цепь и несимметрично включенную приемную катушку (другие названия: рамочная антенна, магнитоприемник и т.п.)

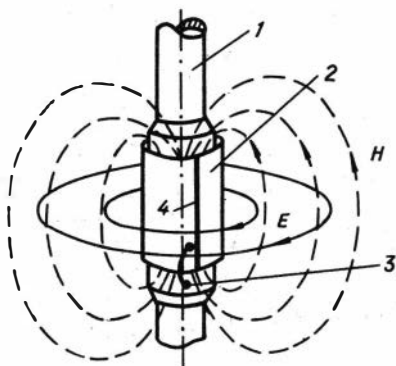
Способы исключения емкостных связей между источником и приемником электрической помехи в результате экранирования описаны, например, в /14/. Здесь мы коснемся лишь специфических особенностей, связанных с использованием электрических экранов в зондах ВИК.

К электрическим экранам катушек зонда ВИК предъявляются два основных требования: 1) возможно меньшее искажающее воздействие экрана и 2) эффективность экранирования, т.е. исключение емкостных связей между катушками.

Искажающее воздействие объясняется тем, что переменное магнитное поле экранируемой катушки возбуждает в проводниках

экрана вихревые токи, магнитное поле которых, с одной стороны, накладывается на поле соленоида, а с другой - индуцирует в приемной катушке сигнал, являющийся помехой. Наложение магнитных полей соленоида и экрана приводит к уменьшению индуктивности соленоида и возрастанию сопротивления потерь. В результате возрастает частота собственного резонанса катушки индуктивности и уменьшается её добротность.

Для уменьшения искажающего воздействия экрана в его проводящей поверхности создаются непроводящие промежутки (зазоры). Конфигурация и расположение зазоров должны быть такими, чтобы они препятствовали возникновению вихревых токов, т.е. были вытянуты поперек силовых линий электрического поля катушки.



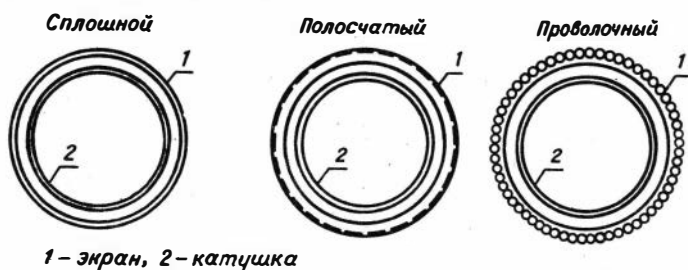
Р и с. П.2.

На рис.П.2 показаны часть основы зонда (1), сплошной электрический экран катушки (2) и конфигурация её магнитного (H) и электрического (E) полей. Экран представляет собой цилиндрический проводящий тонкий слой (например, фольга) на непроводящей основе. Проводящий слой электрически соединяется с корпусом прибора с помощью провода "заземления" (3). Вдоль одной из образующих цилиндрической проводящей поверхности расположен непроводящий зазор (4).

Отсутствие этого зазора привело бы к нарушению нормальной работы зонда, так как в этом случае происходило бы экранирование не только электрического поля, но и магнитного поля катушки.

Однако этот зазор лишь препятствует образованию круговых токов, охватывающих катушку вокруг её оси, и не является препятствием для вихревых токов, протекающих по остальной поверхности экрана, а этого в большинстве случаев бывает недостаточно для уменьшения искажающего воздействия экрана. Поэтому применяются экраны, содержащие чередование проводящих и непроводящих промежутков, вытянутых параллельно основному зазору. В отличие

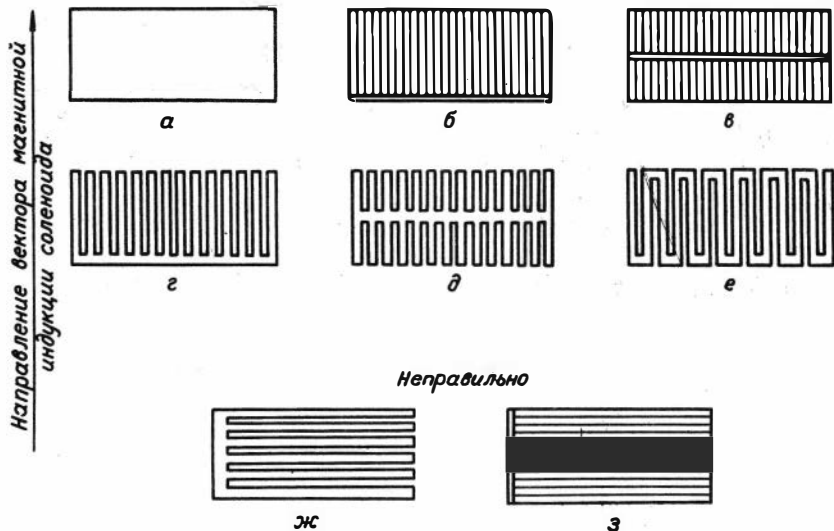
от сплошных экранов, эти экраны можно назвать прерывистыми. По конструкции и технологии изготовления прерывистые экраны можно разделить на полосчатые и проволочные. На рис. П.3 показаны сечения сплошного и прерывистых экранов.



Р и с. П. 3.

Для эффективного исключения емкостных связей все проводящие части экрана должны быть соединены между собой и с корпусом прибора. На рис. П.4 показаны развертки экранов различного типа и способы соединения проводящих полосок (проволочек). Конфигурация экранов, показанных на рис. П.4^{ж,з}, является неправильной, так как непроводящие промежутки здесь вытянуты не поперек, а вдоль силовых линий электрического поля катушки. Также непригодной для катушек зонда ВИК является и так называемая "витковая" конструкция электростатического экрана, часто применяемая в трансформаторах низких частот. Она представляет собой коаксиальную катушку обмотки, один вывод которой заземлен. Витковому экрану присуще сильное искажающее воздействие из-за расположения проводников вдоль силовых линий электрического поля и значительной межвитковой емкости.

При выборе конструкции и размеров микроструктуры экранов целесообразно иметь в виду следующие обстоятельства. Достаточную эффективность экранирования можно получить с экраном любой из вышеприведенных конструкций. При этом наиболее эффективным является сплошной экран. Качество экранирования прерывистых экранов возрастает с увеличением отношения площади проводящих полосок (проволочек) к площади непроводящих промежутков между ними (при равномерном чередовании). Однако по степени



Р и с. П.4.

возможного искажающего воздействия на первом месте стоит сплошной экран. Искажающее воздействие полосчатых экранов определяется лишь поперечными размерами проводящих и непроводящих частей экрана. Проволочные экраны обладают наименьшим искажающим воздействием, а по эффективности экранирования превосходят полосчатые, так как они по сравнению с полосчатыми позволяют получить большие отношения проводящей площади к непроводящей (в случае проволочного экрана площади экрана определяются по цилиндрической поверхности, проходящей через оси проволочек) при меньших поперечных размерах проводящих и непроводящих частей. Этот вывод справедлив лишь для определенного уровня технологии получения тонкой полосчатой мозаики, отвечающей требованиям термостойкости, прочности и др. Возможно, совершенствование этой технологии позволит изготовлять способом печатного монтажа полосчатые экраны с достаточно малой шириной проводящих и непроводящих полос. Поэтому не следует считать, что качество экрана сколько-нибудь существенно зависит от формы проводящего

слюя. Отметим, что проволочным экранам не всегда следует отдавать предпочтение. Во-первых, изготовление проволочного экрана сложнее, чем полосчатого, и требует большого применения ручного труда, во-вторых, ручная технология не всегда гарантирует идентичность. Представляется перспективным применение "полупроводящих" пленок, когда их электрические параметры стандартизуются.

Как уже отмечалось, установка экрана вызывает увеличение сопротивления потерь катушки (уменьшение добротности), уменьшение индуктивности катушки (повышение частоты собственного резонанса), а также приводит к появлению в приемной цепи помехи от вихревых токов, возбуждаемых в экране. Искажающее воздействие экрана, обусловленное всеми этими явлениями, зависит от частоты поля. Кроме того, величина "экранной" помехи связана с положением экрана относительно катушки, меняясь при смещении экрана как в осевом, так и диаметральном направлениях. Поскольку в зондах ВИК применяется одна приемная катушка, расположенная в минимуме прямого магнитного поля зонда, то величина вихревых токов мала, и, следовательно, могут быть использованы экраны с проводящими поверхностями относительно больших размеров (сплошные, полосчатые).

Приведем пример конструктивного решения экранировки катушек четырехкатушечного зонда ВИК с одной приемной катушкой, работающего на частоте 1000 кГц. Возбуждающие катушки включены в цепь резонансного контура, являющегося нагрузкой генератора с самовозбуждением. Приемная цепь является аperiodической.

Как известно, ток задающей цепи должен сохраняться неизменным. Полное сопротивление задающей цепи при достаточно высокой добротности определяется её индуктивностью и почти не зависит от активного сопротивления. Поскольку индуктивность этой цепи - величина достаточно стабильная, для поддержания тока задающей цепи неизменным достаточно обеспечить неизменность напряжения в этой цепи. Задача стабилизации напряжения генератора может быть решена на основе использования перенапряженного режима, что, в свою очередь, требует достаточно высокого сопротивления нагрузки, т. е. резонансного контура, содержащего в качестве индуктивной ветви задающую цепь зонда. Поскольку сопротивление этого контура прямо пропорционально добротности задающей цепи (практически, главной задающей катушки), то добротность

должна быть как можно выше. Следовательно, в возбуждающих катушках (особенно в главной) необходимо применять экраны, вносящие минимальные потери, т.е. проволочные. Одновременно с этим будут вноситься минимальные изменения в индуктивность задающих катушек, а значит, и в величину тока возбуждающей цепи.

Иные требования предъявляются к экрану приемной катушки зонда.

Приемная катушка в зондах типа 4ФІ расположена в том месте основы зонда, где алгебраическая сумма векторов индукции от прямых магнитных полей задающих катушек минимальна. Таким образом, вихревые токи, индуцированные в электропроводящем материале экрана приемной катушки, синфазны с магнитными полями (или векторами электрического поля), и результирующая величина вихревых токов может быть пренебрежимо мала. Это обстоятельство допускает некоторую свободу в выборе типа экрана. Для обоснования выбора приведем следующие соображения. Известно, что для повышения чувствительности приемной цепи зонда необходимо увеличивать число витков. Это вызывает увеличение индуктивности приемной цепи и понижение частоты собственного резонанса. Вместе с тем для оптимизации стабильности приемной цепи желательно, чтобы частота собственного резонанса была как минимум в два раза больше рабочей частоты. В этом случае применяя, например, сплошной экран и уменьшая тем самым индуктивность приемной катушки, можно получить значительное увеличение чувствительности путем повышения числа витков. Уменьшение добротности, которое при этом получается, не имеет значения. Как будет показано в дальнейшем (гл. III), коэффициент передачи приемной цепи не зависит от добротности.

Приведем результаты лабораторных измерений влияния экранов на добротность и индуктивность катушек зонда. Проверялось влияние прерывистых экранов различной конструкции на добротность задающей катушки и влияние сплошного экрана на частоту собственного резонанса приемной цепи, состоящей из самой катушки и параллельно подключенной емкости подводящего фидера ($C = 20$ пФ).

Параметры катушки и экранов

Задающая катушка. Диаметр - 43 мм, длина намотки - 18 мм,

количество витков—38, тип провода - три параллельных провода диаметра 0,14 мм, марка провода ПНЭТ-имид, намотка рядовая виток к витку.

Экраны задающей катушки имеют диаметр 51 мм, длину 80 мм и отличаются по конструкции.

Экран № 1: полосчатый, полосы из медной фольги толщиной 0,1 мм, ширина полосок 1,5 мм, ширина промежутков 0,5 мм.

Экран № 2: проволочный, провод ПНЭТ-имид диаметром 0,2 мм, провода уложены вплотную друг к другу.

Экран № 3: отличается от экрана № 2 только диаметром провода, равным 0,1 мм.

Приемная катушка. Диаметр 44 мм, длина 20 мм, число витков 50, провод марки ПНЭТ-имид диаметром 0,35 мм, намотка рядовая виток к витку.

Экраны приемной катушки (внутренний и внешний) изготовлены из медной фольги толщиной 0,1 мм.

Внутренний экран имеет диаметр 40 мм, длину 50 мм, а наружный - диаметр 51 мм, длину 80 мм.

Результаты измерений приведены в табл. П.1 и П.2.

Т а б л и ц а П.1

Условие экранировки	Добротность задающей катушки	Примечание
Без экрана	195	Измерения прибором типа Е9-4
С экраном № 1	105	
"- № 2	125	
"- № 3	165	

Т а б л и ц а П.2

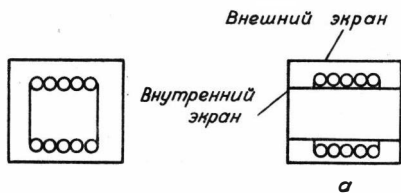
Условие экранировки	Частота собств. резонанса приемной цепи (МГц)	Добротность приемной цепи	Примечание
Без экранов	2,75	180	Измерения прибором типа Е9-4
С внутренним экраном	3,20	95	
С внутренним и внешним экранами	3,45	93	

Из табл. П. I видно, что в возбуждающей катушке целесообразно применять проволочный экран с достаточно малым диаметром провода.

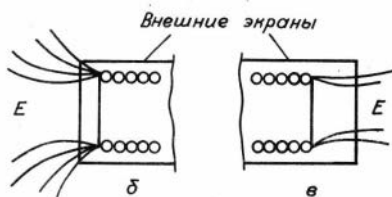
Искажающее воздействие экрана (потери, помехи) существенно зависит от частоты возбуждения поля. Повышение частоты (в пределах диапазона частот метода ВИК) уменьшает влияние экранов на зонд, допускает применение экранов с большими размерами проводящих поверхностей и в этом смысле облегчает задачу экранировки. Уменьшение помех при повышении частоты объясняется действием скин-эффекта в проводнике экрана. Степень ослабления экраном емкостей связи от частоты не зависит.

Эффективность экранировки повышается с увеличением расстояния между экраном и экранируемой катушкой, однако значительные расстояния недопустимы ввиду жестких ограничений на диаметр скважинного снаряда.

Рассмотрим вопрос о форме и размерах экранов. Для получения максимального экранирующего эффекта необходимо, чтобы поверхность экрана окружала катушку со всех сторон (рис. П. 5).



Р и с. П. 5.



Р и с. П. 6.

Применение такого экрана встречает значительные трудности конструктивного характера (катушки расположены на стержне). Поэтому применяются экраны, изображенные на рис. П. 6. Наиболее эффективен экран, показанный на рис. П. 6^а. По существу он состоит из двух экранов (внешнего и внутреннего), электрически соединенных между собой. Однако ввиду его конструктивной сложности широко применяются более простые экраны, расположенные только с внешней стороны катушки. На рис. П. 6^б и П. 6^в показано расположение силовых линий электрического поля катушек с внешними экранами. Эти рисунки иллюстрируют улучшение качества экранирования при увеличении длины экрана.

Для получения достаточной эффективности экранирования рекомендуется соблюдать следующее соотношение:

$$L = \ell + (2,0 \div 3,0) D ,$$

где L - длина внешнего экрана;

ℓ - длина катушки;

D - диаметр катушки.

Длина экранов, состоящих из внешней и внутренней частей, может быть меньше.

Электрическое экранирование разъемов свечных мостов и проводов. При конструировании зондов ВИК возникает задача исключения влияния емкостной связи между цепями, расположенными в непосредственной близости друг от друга. Так, например, даже в приборе с удаленным генератором ВЧ через всю длину зонда (от генератора до электронного блока) проложены провода опорного напряжения, необходимого для работы фазочувствительного детектора измерительной схемы. Эти провода расположены рядом с приемной катушкой и создают в ней емкостную помеху. Для исключения емкостной связи применяются экранированные провода, оплетка которых заземлена. Этой же цели служит электрический экран приемной катушки.

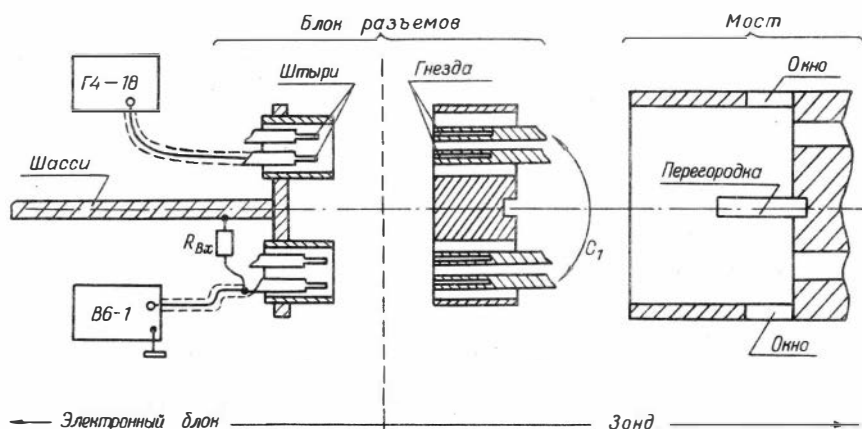
Однако усложнение конструкции скважинного прибора - выполнение его в виде разъемных блоков, использование маслonaполненного зонда, - приводит к необходимости дополнительной экранировки разъемных соединений и электродов свечного моста.

Для экранирования разъемных соединений используются два или несколько разъемов, каждый из которых содержит свой экран (обойму), соединенный с корпусом. При этом провода, емкостную связь между которыми необходимо устранить, размещаются в различных разъемах. Напряжение емкостной помехи можно рассчитать по формуле (Л.1). Определим, например, величину допустимой емкости между цепью опорного напряжения и входом измерительной схемы для прибора, работающего на частоте 1000 кГц.

Величина опорного напряжения $U_{оп.} = 1,5 \text{ В}$, допустимая нагрузка во входной цепи - 1 мкВ , входное сопротивление приемной цепи $Z_{пр.} = 500 \text{ Ом}$. Тогда допустимая емкость $C = 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ пФ}$.

Качество экранирования должно проверяться эксперименталь-

ным путем. Прямое измерение столь малых емкостей представляет значительные трудности, поэтому при проверке качества экранирования следует измерять напряжение помехи. При этом реальная конструкция может имитироваться макетом.



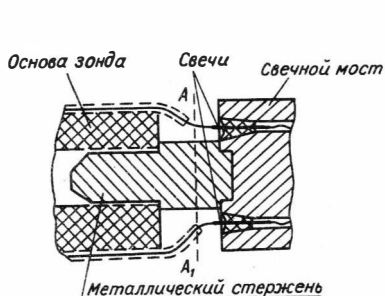
Р и с. П.7.

На рис. П.7 в качестве примера приведена схема эксперимента по проверке параметров блока разъемов зонда. Для измерения уровня помехи использовался чувствительный частотно-избирательный прибор (в данном случае - селективный микровольтметр В6-1), подключенный к разъёму приемной цепи. К этому же разъёму подключен резистор с сопротивлением, близким к входному сопротивлению цепи приемной катушки. В исходном состоянии, изображенном на рис. П.7, на разъёме приемной цепи со стороны электронного блока имелось начальное напряжение около 1 мкВ частоты 1000 кГц.

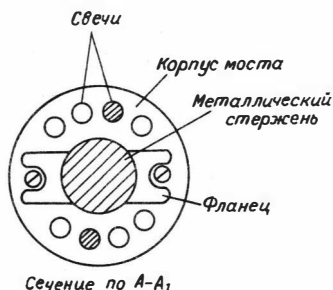
При подсоединении блока разъемов зонда измеряемое напряжение возрастало до 70 мкВ вследствие емкостной связи между контактами. Затем блок разъемов соединялся с корпусом свечного моста, содержащим экран в виде перегородки между разъёмами. В результате измеряемое напряжение помехи возвращалось к исходной величине (около 1 мкВ).

Этот опыт свидетельствует о сравнительной простоте и

эффективности устранения емкостной помехи в разъемном соединении. При конструировании свечного моста задача устранения емкостных связей между электродами осложнена тем обстоятельством, что в настоящее время еще не созданы надежные экранированные электропроводы достаточно малых размеров и в качестве экрана между электропроводами приходится использовать металлический корпус свечного моста. Однако в этом случае возникает необходимость экранировки выступающих металлических частей электропроводов, к которым подпаиваются провода зонда. Оплетки этих проводов не доходят до металлического корпуса моста, поэтому между электропроводами возможна значительная емкостная связь (рис. П.8).



Р и с. П. 8.



Р и с. П. 9.

Задача уменьшения этой связи может быть решена двумя путями:

- а) удалением электропроводов источника и приемника помехи на возможно большее расстояние друг от друга;
- б) установкой между этими электропроводами металлической перегородки, протяженность которой больше расстояния между корпусом моста и оплеткой провода. На рис. П.9 схематично изображен вид свечного моста с торца. Электропроводы источника и приемника емкостной помехи расположены в противоположных частях диаметра моста (заштрихованы). Роль перегородки между ними играет металлический стержень, который служит для соединения моста с непродвинутой основой зонда.

Однако в случае, если такая конструкция моста не обеспечивает достаточной степени экранирования (при повышении напряже-

ния и частоты источника помехи и увеличении входного сопротивления приемника помехи), возможно усовершенствование описанной конструкции путем окружения выступающей части каждого электропровода экранирующей поверхностью.

Все металлические части, играющие роль электрических экранов (обоймы разъёмов, оплетки проводов, корпус свечного моста и т.п.), должны быть надежно заземлены, т.е. соединены с общим проводом схемы. Вопрос о точках заземления, о соединении общего провода с корпусом прибора (шасси) рассмотрен ниже.

О способах устранения емкостного влияния скважины. Качество электростатического экранирования проверяется экспериментально. Искажающее воздействие экранов измеряется в лабораторных условиях, а проверка емкостного влияния скважины производится на модели (см. гл. II, § 4).

В результате проверки емкостного влияния на модели может оказаться, что оно недопустимо велико. При доработке прибора, с целью уменьшения емкостного влияния скважины, можно идти двумя путями: первый из них заключается в совершенствовании качества экранировки, второй - в изменении параметров возбуждающей и приемной цепей зонда. Использование второго пути в ряде случаев может оказаться более целесообразным. Рассмотрим связь емкостного влияния скважины с параметрами зонда.

Как видно из формулы (П.1), емкостная помеха (контур тока, вызывающего емкостную помеху, показан на рис. П.1^а) зависит от электрического напряжения в возбуждающей цепи и полного сопротивления приемной цепи зонда, а эти величины, в свою очередь, связаны с выбранной конструкцией зонда. Поэтому необходимо рассмотреть вопрос о связи конструктивных и электрических параметров зонда с отношением $m = \text{полезный сигнал} / \text{емкостная помеха}$, определяющим величину емкостного влияния.

Поскольку катушки зонда должны как можно лучше соответствовать точечным диполям, отношение их длины к диаметру должно быть возможно меньшим. При этом индуктивность катушки можно считать пропорциональной квадрату числа витков W :

$$L = a W^2, \quad (\text{П.2})$$

где a - коэффициент пропорциональности.

Полное сопротивление $Z_{пр}$ приемной цепи приближенно равно индуктивному сопротивлению $\omega L_{пр}$ приемной или главной приемной катушки (если приемная цепь многокатушечная):

$$Z_{пр} = \omega L_{пр}, \quad (\text{П.3})$$

где ω - круговая частота возбуждения поля.

С учетом формулы (П.2), получаем

$$Z_{пр} = \alpha \omega W^2. \quad (\text{П.4})$$

Поскольку полезный сигнал пропорционален числу витков приемной цепи, то из (П.4) и определения m следует, что уменьшение числа витков приемной цепи ослабляет емкостное влияние скважины. Однако при этом происходит уменьшение полезного сигнала по абсолютной величине, что не всегда приемлемо. Другим способом увеличения m является уменьшение числа витков возбуждающей цепи зонда при неизменной мощности генератора переменного тока. Так, например, для схемы возбуждающей цепи, показанной на рис. П.10^В, имеем следующие соотношения (возбуждающая цепь настроена в резонанс с частотой тока генератора):

$$P_r = J_r u_r = \frac{u_r^2}{R_{oe}} = J_r^2 R_{oe}, \quad (\text{П.5})$$

$$J_\delta = J_r \cdot Q, \quad (\text{П.6})$$

$$R_{oe} = Q \omega L_\delta, \quad (\text{П.7})$$

где P_r - мощность генератора;

J_r - ток генератора;

J_δ - ток возбуждающей цепи зонда;

L_δ - индуктивность возбуждающей цепи зонда;

R_{oe} - сопротивление нагрузки генератора;

Q - добротность резонансного контура, образованного индуктивностью L_δ и емкостью C .

Учитывая соотношение (П.2) и производя необходимые преобразования, получим

$$P_r \approx \frac{1}{\alpha \omega Q} \left(\frac{u_r}{W_g} \right)^2 = \frac{\alpha \omega}{Q} (J_b W_g)^2, \quad (\text{П.8})$$

где W_g - число витков главной возбуждающей катушки зонда.

Из формулы (П.8) видно, что при сохранении мощности генератора и добротности контура уменьшение числа витков задающей цепи приводит к пропорциональному уменьшению напряжения u_r , при неизменном количестве ампервитков возбуждающей цепи (т.е. полезном сигнале зонда). В результате этого величина m увеличивается пропорционально уменьшению числа витков W_g . Эти рассуждения основываются на неизменности величины добротности Q . В действительности добротность сложным образом зависит от числа витков (в общем, уменьшается при уменьшении W_g). Однако, принимая меры конструктивного характера, можно ослабить эту зависимость и, таким образом, получить выигрыш в отношении полезного сигнала к емкостной помехе без значительного уменьшения чувствительности.

Можно провести аналогичные рассуждения для случая, когда уменьшается число витков возбуждающей цепи при неизменном токе генератора. Исходя из формул (П.2) и (П.7), получаем следующее соотношение:

$$J_r = \frac{1}{\sqrt{\alpha \omega Q}} \cdot \frac{\sqrt{P_r}}{W_g} = \frac{1}{\alpha \omega Q} \frac{u_r}{W_g^2}. \quad (\text{П.9})$$

Как видно из (П.9), при уменьшении числа витков W_g , например, в 2 раза напряжение u_r , а значит, и емкостная помеха уменьшаются в 4 раза, число ампервитков задающей цепи уменьшается в 2 раза, поэтому величина m возрастает в 2 раза. Этот случай так же, как и случай с уменьшением числа витков приемной цепи, связан с потерей чувствительности, однако он представляет интерес ввиду того, что необходимая мощность генератора уменьшается пропорционально квадрату отношения числа витков. В этом случае, как в предыдущем, необходимо стремиться к сохранению добротности во избежание дополнительной потери чувствительности.

Заметим, что при одинаковых диаметрах катушек уменьшение

числа витков главной задающей катушки должно сопровождаться пропорциональным уменьшением числа витков остальных катушек задающей цепи, а это возможно лишь в том случае, если в результате такого уменьшения не получается дробных чисел витков. В некоторых конструктивных случаях возможен подбор требуемого соотношения магнитных моментов посредством изменения площади сечения витков.

§ 2. Об индуктивных помехах

Разновидность электрических схем зондов и источники помех.

При индуктивном методе возбуждения и регистрации поля в приемной цепи возникает э.д.с. от магнитного поля токов, наводимых в окружающей среде, и э.д.с. от магнитного поля токов самих задающих катушек (т.н. э.д.с. прямого поля). Все другие возможные э.д.с., наводимые в приемной цепи в результате связей с возбуждающими, питающими и другими цепями, следует рассматривать как помехи (наводки) и при конструировании зонда стремиться к их исключению.

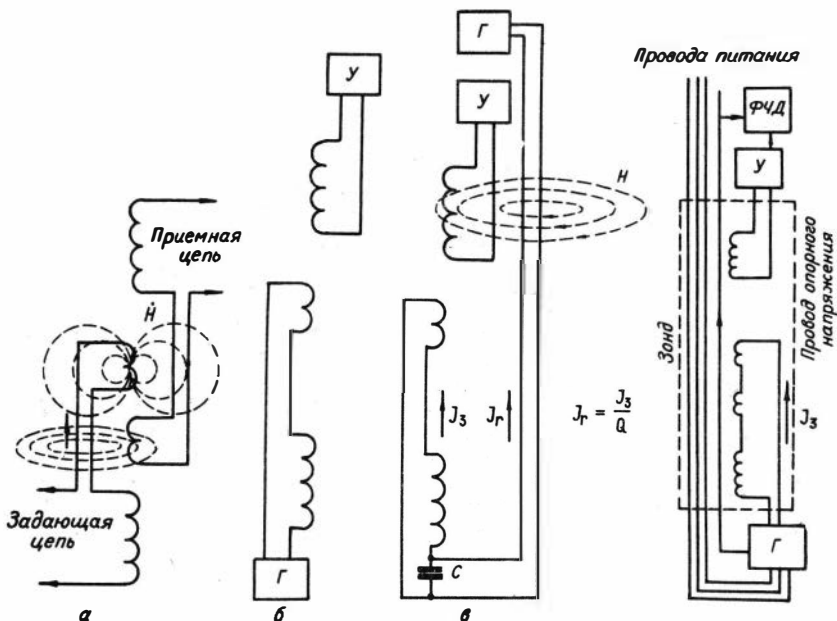
Полезные сигналы индукционных зондов и особенно зондов больших размеров, очень малы (единицы и десятки микровольт), поэтому задача экранирования соединительных проводов может быть достаточно трудной. В связи с этим при выборе типа зонда необходимо учитывать возможности экранирования. По взаимному расположению возбуждающих и приемных цепей индукционные зонды можно разделить на два основных типа.

1. Зонды с чередованием возбуждающих и приемных катушек (рис. П.10^а).

2. Зонды с разнесенными возбуждающей и приемной цепями (рис. П.10^б и П.10^в).

Все типы наводок, возникающих в зонде, можно классифицировать по источнику наводок (помех) и их природе. По своей природе наводки могут быть двух основных типов: электрического и магнитного. Рассмотрим способы борьбы с наводками магнитного типа.

Как видно из рис. П.10^а, в индукционном зонде с чередованием задающих и приемных катушек соединительные провода приемной



Р и с. П. I O.

Р и с. П. II.

цепи расположены в непосредственной близости от одной из задающих катушек (2), и поэтому в них возникает э.д.с. от магнитного поля этой катушки. И наоборот, одна из приемных катушек (4) расположена вблизи соединительных проводов задающей цепи и также подвержена влиянию магнитного поля этих проводов.

В зондах с разнесенными цепями (рис. П. I O^б) можно избежать появления индуктивных наводок такого типа. В этом случае необходимо расположить генератор ВЧ и приемно-усилительный блок по разные стороны зонда. Однако даже в том случае, когда генератор и усилитель расположены по одну сторону зонда, можно существенно ослабить магнитные наводки в зондах с разнесенными цепями. Для этого используется явление параллельного резонанса.

На рис. П. I O^в к возбуждающей цепи подключен конденсатор С, расположенный в стороне, противоположной приемно-усилительному блоку. В результате резонанса ток генератора $J_Г$ в проводах, расположенных вблизи приемной цепи, ослаблен по сравнению с

током возбуждающей цепи J_3 в Q раз, где Q - добротность возбуждающей цепи ($Q = 10 + 50$).

С увеличением частоты возбуждения наводки в зонде возрастают, поэтому в зондах ВИК способ ослабления магнитных наводок, изображенный на рис. П.10^В, малоэффективен.

Основным здесь следует считать зонд с разнесенными цепями и разнесенными блоками генератора ВЧ и приемно-усилительной части, изображенной на рис. П.11. Помимо соединительных проводов катушек вдоль всего зонда (транзитом) проходят провода для питания цепей генератора (анодных и накальных). Кроме того, в приборах с фазочувствительным детектированием сигнала вдоль всего зонда проходят провода, по которым от генератора Г к фазочувствительному детектору ФЧД поступает опорное напряжение.

Наводки, возникающие в изображенном на рис. П.11 зонде ВИК, в зависимости от путей связи можно разделить на следующие основные типы.

1. Провода опорного напряжения - приемная цепь.
2. Провода питания генератора - приемная цепь.
3. Возбуждающие катушки-транзитные провода (питания и опорного напряжения) - приемная цепь.

Эти наводки могут быть как магнитными, так и электрическими. Исключение наводок электрического типа осуществляется сравнительно легко - путем применения электрических экранов. В зондах, где транзитные провода проходят внутри приемной катушки (в центре зонда), для исключения электрических наводок применяется внутренний экран приемной катушки, а в зондах с наружным расположением транзитных проводов для электрического экранирования служит внешний экран приемной катушки. Кроме того, экранируются сами транзитные провода, имеющие повышенные электрические потенциалы высокой частоты. Основную трудность представляет исключение наводок индуктивного типа.

Приближенный расчет помехи от провода с током ВЧ. Рассмотрим возникновение наводки этого типа в измерительной рамке (приемной катушке), находящейся вблизи провода с током. Э.д.с., наводимая в рамке переменным магнитным полем,

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} ,$$

где Φ - магнитный поток через сечение рамки.

При достаточно малых размерах рамки поле в её пределах можно считать однородным. Считая, что напряженность поля изменяется по закону $H = H_0 \cos \omega t$, и обозначая угол между плоскостью рамки и направлением силовых линий поля через α , можно записать:

$$e = H_0 \sin \omega t \omega \mu S W \sin \alpha , \quad (\text{П. I0})$$

$$E = \omega \mu H_0 \cdot S W \sin \alpha , \quad (\text{П. I0}^a)$$

где e и E - мгновенное и амплитудное значения э.д.с.;

S - площадь рамки;

W - число витков рамки.

Напряженность магнитного поля на расстоянии ℓ от проводника с током следующая:

$$H = \frac{J}{2 \pi \ell} . \quad (\text{П. II})$$

Подставив (П. II) в (П. I0^a), получим

$$E = \frac{J \cdot f \cdot S W \mu}{\ell} \sin \alpha , \quad (\text{П. I2})$$

где f - циклическая частота.

На рис. П. I2 показано приближение рамки к проводнику с током с постепенным поворотом плоскости рамки от 0 до 90°. Точками и крестиками отмечены силовые линии магнитного поля H , перпендикулярные плоскости рисунка. Как следует из формулы (П. II), напряженность магнитного поля возрастает с приближением к проводнику, поэтому наибольшая э.д.с. наводится в положении рамки, соответствующем рис. П. I2⁰.

При этом

$$\ell = r , \quad (\text{П. I3})$$

где r - радиус рамки.

Подставив (П. I3) в (П. I2), получим следующую формулу для

приближенного вычисления максимальной наводки:

$$E_{max} = \pi \cdot J \cdot f \cdot r \cdot W / \mu \cdot \sin \alpha . \quad (\text{П. I4})$$

При дальнейшем сближении центра рамки с проводником э.д.с. рамки уменьшается в результате э.д.с., наводимой полем обратного направления. При полной симметрии рамки относительно проводника (рис. П. I2^B) э.д.с. равна нулю. Однако в реальных условиях полной симметрии не существует, поэтому в рамке наводится э.д.с., величина которой зависит от смещения центра рамки относительно оси проводника. С уменьшением диаметра рамки влияние её расцентровки увеличивается.

Рассмотрим пример из практики конструирования зондов ВМК. Размещение плоскости витков катушек и проводов показано на рис. П. I2^A. На рисунке не отмечены проводники с прямым и обратным направлением токов. При полной симметрии прямого и обратного токов относительно рамки наводка скомпенсирована до нуля. Однако в реальных условиях может наблюдаться асимметрия прямого и обратного токов, которой не всегда можно пренебречь. Конструктивное решение, при котором магнитные поля прямого и обратного токов не равны, может дать заметное ослабление наводки по сравнению со случаем асимметрии магнитных полей. Для расчета уровня наводки в формулу (П. I4) необходимо ввести коэффициент несимметрии K_H .

Тогда

$$E = K_H \cdot \pi \cdot J \cdot f \cdot r \cdot W \cdot \mu \sin \alpha . \quad (\text{П. I5})$$

Величина этого коэффициента может изменяться от нуля до максимума, зависящего от расцентровки, диаметра катушки и конструкции двухпроводной линии. При использовании коаксиального провода достигается практически полная компенсация полей прямого и обратного токов, и в этом случае даже при наличии расцентровки катушки можно считать $K_H = 0$.

Если приняты конструктивные меры по центровке и применяются провода, проложенные параллельно друг другу или скрученные в бифиляр, то коэффициент K_H можно принять равным $10^{-2} + 10^{-3}$. На рис. П. I2^A показано положение приемной катушки относительно провода с током в зондах ВМК. В зондах индукционного каротажа

возможно также расположение, показанное на рис. П.12^е. В обоих случаях расположить ось катушки строго параллельно оси проводов практически не удастся, поэтому угол между плоскостью витков и силовыми линиями поля не равен нулю. При эскизных расчетах можно принять $\alpha = 2 \pm 4^\circ$. Полагая $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (воздух), получаем окончательную формулу для оценки уровня наводки:

$$E (\mu\text{кВ}) \approx J(\text{ма}) \cdot f(\text{кГц}) \cdot r(\text{мм}) W \cdot 10^{-6}. \quad (\text{П.16})$$

Формулой (П.16) рекомендуется пользоваться при двухпроводной линии, составленной из параллельных или скрученных проводов, в случае, показанном на рис. П.12^д.

Экспериментально установлено значительное увеличение уровня наводки, если провод с током смещен относительно витков катушки так, как показано на рис. П.12^е. При использовании коаксиального провода, по оплетке которого протекает весь обратный ток, величиной наводки можно пренебречь.

Способы исключения помех магнитного типа. Основным источником помех магнитного типа в приборах ВИК являются провода, соединяющие измерительный блок с блоком генератора ВЧ, расположенным по другую сторону зонда (т.н. транзитные провода).

Рассмотрим помеху, возникающую в цепи возбуждающие катушки-транзитные провода-приемная цепь. Механизм образования такой помехи следующий: магнитное поле катушек наводит в контуре, образованном двумя транзитными проводами, связанными с внешними цепями, э.д.с., вызывающую ток ВЧ, который, в свою очередь, наводит в приемной цепи помеху. Величина э.д.с., наводимой в указанном контуре, зависит от потокоцепления магнитного поля с контуром, а величина тока - от сопротивления внешних цепей и емкости между проводами. Отсюда вытекают два основных способа устранения наводки от транзитных проводов:

- 1) уменьшение потокоцепления путем совершенствования способа прокладки транзитных проводов через зонд;
- 2) ограничение тока в транзитных проводах путем повышения сопротивления внешней цепи для рабочих частот.

Для уменьшения потокоцепления применяется свивка проводов в бифиляр, но наилучшие результаты дает использование коак-

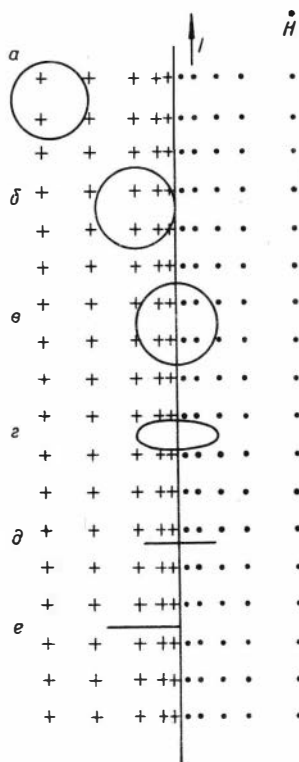


Рис. II.12

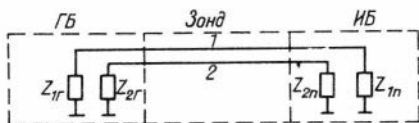


Рис. II.13

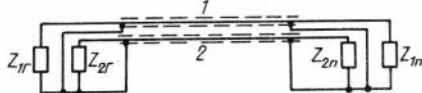


Рис. II.14

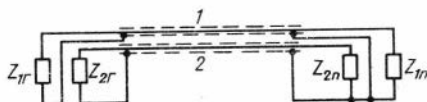


Рис. II.15

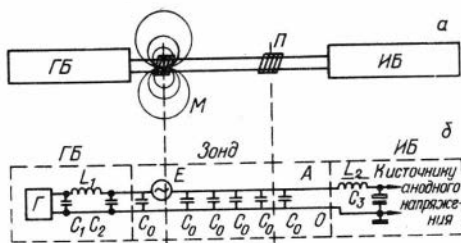


Рис. II.16

сиального провода при условии равенства токов, протекающих по центральной жиле и оплетке (назовем такое подключение коаксиальным). Коаксиальное подключение не всегда возможно. Пусть, например, необходимо реализовать схему, изображенную на рис. П.13 и состоящую из двух контуров, имеющих один общий (заземленный) провод, причем элементы z_1 и z_2 должны быть соединены короткими проводами и со стороны генераторного блока ГБ, и со стороны измерительного блока ИБ. На рис. П.14 показана схема соединения с использованием коаксиальных проводов. Как видно из этого рисунка, оплетки проводов 1 и 2 подключены параллельно друг другу, образуя тем самым дополнительный короткозамкнутый контур.

Помимо того, что такое подключение не является коаксиальным (оплетки проводов шунтируют друг друга), короткозамкнутый контур может создать значительные магнитные помехи реактивного характера.

В случае, если непосредственное соединение цепей общим проводом в одном из блоков (например, ГБ) не требуется, возможно коаксиальное подключение двух контуров, как это изображено на рис. П.15. Однако этот случай имеет, по-видимому, ограниченное применение, так как обычно требуется соединение элементов общим проводом непосредственно в данном блоке.

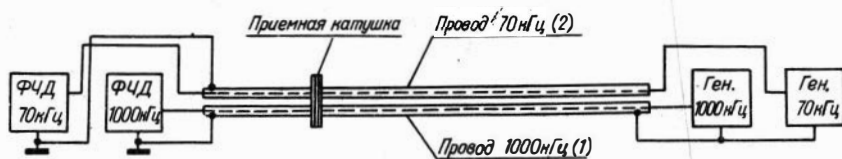
Из приведенных примеров ясно, что коаксиальное подключение более чем одного контура встречает трудности. В случае, если сигналы (токи, напряжения) в этих контурах отличаются по частоте, возможно их коаксиальное подключение с использованием одного коаксиального провода и соответствующего количества частотных фильтров.

Вторым способом устранения помех магнитного типа от транзитных проводов является повышение сопротивления их цепей для тока высокой частоты. В качестве примера рассмотрим схему соединения анодных цепей измерительного и генераторного блоков. На рис. П.16^а изображено взаимное расположение генераторного (ГБ) и измерительного (ИБ) блоков, а также приемной (П) и задающих (З) катушек зонда. На рис. П.16^б приведена схема соединения провода анодного питания (А) и общего провода (О) с цепями генератора (Г) и источника анодного напряжения. Здесь же для наглядности показаны место расположения наиболее интенсивных э.д.с. магнитных помех (Е) и распределенные емкости проводов А и О (C_0). Источниками помех в данном случае являются генератор Г и э.д.с. магнитной наводки Е. Фильтр $C_1 L_1 C_2$ служит для исключения помех от генератора, а фильтр $L_2 C_3$ - для исключения всех помех со стороны зонда. Для ограничения тока в транзитных проводах от э.д.с. Е один из фильтров со стороны зонда должен оканчиваться дросселем. Лучшие результаты дает включение этого дросселя (L_2) в фильтре ИБ, что объясняется наличием распределенных емкостей C_0 и более близким к ИБ расположением приемной катушки. Со стороны ГБ фильтр оканчивается емкостью C_2 , которая понижает напряжение высокой частоты провода А относительно О.

Приведем пример устранения магнитной наводки от транзитных проводов опорного напряжения на приемную катушку двухчастотного зонда аппаратуры ВМК.

Исходные данные для расчета следующие:

1. Частота каналов - 1000 и 70 кГц.
2. Э.д.с. прямого поля каналов на приемной катушке зонда около 0,6 мВ.
3. Сигнал на приемной катушке от минимально измеряемой удельной проводимости пород (максимального удельного сопротивления - соответственно 150 и 100 м.м) составляет 1% от э.д.с. прямого поля, т.е. 6 мкВ.
4. Опорные напряжения фазочувствительных детекторов каналов $U_{оп} = 1,5 \text{ В}$.
5. Радиус приемной катушки $r = 25 \text{ мм}$, число витков $W = 50$.



Р и с. П.17.

На рис. П.17 приведена схема расположения приемной катушки относительно источников опорных напряжений (генераторы ВЧ) и фазочувствительных детекторов (ФЧД). Для устранения электрических наводок провода опорного напряжения экранированы металлической оплеткой (коаксиальные) и проложены внутри приемной катушки. Помимо этих проводов внутри катушки проложены провода питания генераторов ВЧ-анодный и накальный (на рисунке не показаны). Как видно из рис. П.17, схемы ФЧД таковы, что опорные напряжения приложены несимметрично, т.е. одним концом заземлены. Поэтому основным здесь является вопрос об общем (заземленном) проводе, соединяющем блок генераторов с электронным блоком и проходящем внутри зонда транзитом. Токи ВЧ, возникающие в про-

водах опорного напряжения, протекают по центральным жилам проводов 1,2 и заземленному проводу и вызывают магнитную наводку в приемной катушке. Рассчитаем уровень этой наводки для случая, когда используется общий транзитный провод. В этом случае, несмотря на то, что провода опорного напряжения являются по конструкции коаксиальными, прямой и обратный токи несимметричны, и для расчета следует воспользоваться формулой (П.16). Найдем величину токов 70 и 1000 кГц. Входное сопротивление ФЧД — около 100 кОм. Для расчета токов через емкость проводов следует учесть только емкость участка приемная катушка—ФЧД, так как источниками напряжения ВЧ являются генераторы, и поэтому токи через распределенную емкость участка генераторы—приемная катушка мимо последней не проходят. Емкость участка приемная катушка—ФЧД составляет около 10 пФ. Емкостное сопротивление этого участка проводов для частот 1000 и 70 кГц равно соответственно: $X'_C = \frac{1}{\omega_1 c} = 1,6 \text{ кОм}$ и $X''_C = \frac{1}{\omega_2 c} = 23 \text{ кОм}$. Найдем токи в соединительных проводах, пересекающих плоскость витков приемной катушки, пренебрегая входным сопротивлением ФЧД по сравнению с емкостными сопротивлениями X_C .

$$J_{1000} = \frac{U_{оп}}{X'_C} \approx 1 \text{ мА}; \quad J_{70} = \frac{U_{оп}}{X''_C} \approx 0,07 \text{ мА}$$

Подставляя эти значения токов в формулу (П.16) получим:

$$E_{1000} = 1,25 \text{ мкВ}; \quad E_{70} = 0,006 \text{ мкВ}.$$

Сравнивая эти величины с минимальными полезными сигналами каналов (6 мкВ), видим, что наводка в канале 1000 кГц недопустимо велика. В то же время наводка в канале 70 кГц составляет всего 0,1% минимального сигнала и поэтому вполне допустима. Для устранения наводки в канале 1000 кГц в качестве общего провода используем оплетку коаксиального провода 1. Тогда по этой оплетке будут протекать обратные токи опорных напряжений 70 и 1000 кГц и токи питания генераторов ВЧ. Ввиду полной симметрии прямого и обратного токов 1000 кГц наводка этой частоты будет практически устранена. Наводка частоты 70 кГц останется прежней (0,006 мкВ). Из приведенного примера вытекает необходи-

мость тщательной изоляции друг от друга оплеток экранированных проводов, проходящих внутри зонда.

§ 3. Влияние погрешностей изготовления зонда на его фокусирующие свойства

Теоретически рассчитанные радиальные характеристики многокатушечных зондов имеют очень малые величины геометрических факторов при небольших значениях диаметров цилиндров (см., например, табл. I.5 и рис. I.18). В связи с этим при конструировании индукционных зондов возникает задача установления обоснованных допусков на конструктивные размеры. При этом оптимальность допусков, с одной стороны, должна гарантировать сохранение расчетных характеристик, а с другой – не создавать излишнего удорожания производства.

Пространственные характеристики фокусирующих многокатушечных зондов определяются соотношениями длин двухкатушечных пар и магнитными моментами соответствующих пар. Магнитные моменты возбуждающих катушек зонда определяются произведением суммарной площади, охватываемой витками, на протекающий по ним ток. Принимая токи, протекающие по последовательно соединенным возбуждающим катушкам, равными друг другу, а числа витков соответствующими расчетным значениям, можно установить, что отклонения геометрических факторов реальных зондов зависят от погрешностей в размерах диаметров катушек и расстояний между катушками.

Так называемые нулевые зонды, чаще всего применяемые на практике, рассчитываются с условием, что их сигнал в воздухе равен нулю. Неточности изготовления зонда, наличие помех, емкостных связей вызывают появление начального разбаланса, имеющего в основном реактивный характер. Обычно одна из катушек, называемая компенсационной, конструктивно оформлена так, что может перемещаться на некоторое расстояние в обе стороны от исходного положения. При настройке прибора её закрепляют в таком положении, при котором сигнал в воздухе минимален. Однако балансировка зонда по сигналу прямого поля еще не означает выполнения расчетной фокусировки. Поэтому представляет интерес установить, каким образом влияют на геометрический фактор зон-

да неточности указанных выше размеров при установке компенсационной катушки в исходном положении и в месте, где обеспечивается балансировка зонда по сигналу прямого поля.

Связь погрешности измерения с приборными погрешностями.

Как известно, сигнал в двухслойной среде при малом параметре (низкая проводимость) может быть представлен в виде:

$$\gamma_k = \gamma_c Q_c + \gamma_n (1 - Q_c), \quad (\text{П.17})$$

где γ_c , γ_n - проводимости скважины и пласта;

Q_c - геометрический фактор скважины.

Для сфокусированных зондов $Q_c \ll 1$, поэтому будет справедлива приближенная формула:

$$\gamma_k = \gamma_c Q_c + \gamma_n. \quad (\text{П.17}^a)$$

При работе в скважинах, заполненных буровым раствором с повышенной электропроводностью, слагаемое $\gamma_c Q_c$ может быть того же порядка, что и γ_n . В этих условиях γ_k в значительной степени зависит от разности между реальным геометрическим фактором скважины и расчетным.

Предположим, что из-за неточностей изготовления зонда действительная величина геометрического фактора скважины $Q_{c\partial}$ отличается от расчетной $Q_{cр}$:

$$\Delta Q_c = Q_{c\partial} - Q_{cр}. \quad (\text{П.18})$$

В этом случае относительная погрешность геометрического фактора скважины

$$\delta_Q = \frac{\Delta Q_c}{Q_{cр}} = \frac{Q_{c\partial}}{Q_{cр}} - 1. \quad (\text{П.19})$$

Кроме того, результаты измерения искажены из-за присутствия аддитивной (дрейф нуля $\Delta \gamma_0$) и мультипликативной (нестабильность коэффициента передачи δ_k) погрешностей.

При наличии названных выше погрешностей измеренный сигнал будет следующим:

$$\gamma_k' = (\gamma_n + \gamma_c Q_{c\partial})(1 + \delta_k) + \Delta \gamma_0. \quad (\text{П.20})$$

Относительная погрешность измерения проводимости пласта

$$\delta_n = \frac{\gamma_{\kappa}' - \gamma_{\kappa}}{\gamma_n} . \quad (\text{П.21})$$

Подставив (П.17^а) и (П.20) в (П.21), преобразовав выражение с учетом (П.19) и опустив слагаемые второго порядка малости, можно записать для относительной погрешности определения проводимости пласта следующую формулу:

$$\delta_n = \delta_{\kappa} + \frac{\gamma_c Q_{cр} (\delta_q + \delta_{\kappa})}{\gamma_n} + \frac{\Delta \gamma_0}{\gamma_n} . \quad (\text{П.22})$$

Обозначив через $\gamma_{\kappa c} = \gamma_c Q_{cр}$ величину, характеризующую влияние токов в скважине, можно из (П.22) найти:

$$\frac{\gamma_{\kappa c}}{\gamma_n} = \frac{\delta_n - (\delta_{\kappa} + \frac{\Delta \gamma_0}{\gamma_n})}{\delta_q + \delta_{\kappa}} . \quad (\text{П.23})$$

В некоторых случаях значение расчетного геометрического фактора $Q_{cр}$ очень мало (например, на рис.1.18 при малом диаметре скважины либо в точке перемены знака $Q_{cр}$). При этом погрешность геометрического фактора ΔQ_c и его значение $Q_{cр}$ могут быть одного порядка, и, вероятно, $\Delta Q_c \gg Q_{cр} \delta_{\kappa}$, тогда из (П.22) имеем:

$$\delta_n = \delta_{\kappa} + \frac{\gamma_c}{\gamma_n} \Delta Q_c + \frac{\Delta \gamma_0}{\gamma_n} \quad (\text{П.22}^a)$$

или

$$\frac{\gamma_c}{\gamma_n} = \frac{\delta_n - (\delta_{\kappa} + \frac{\Delta \gamma_0}{\gamma_n})}{\Delta Q_c} . \quad (\text{П.23}^a)$$

Из (П.22) и (П.22^а) видно, что ошибки в определении проводимости пласта в значительной степени зависят от нестабильности коэффициента передачи и дрейфа нуля. Отметим, что точность оценки истинной электропроводности пласта методом ИК зависит от множества погрешностей, происхождение которых обусловлено

в основном тремя характерными группами /6/, к которым следует отнести аппаратурные, геофизические и петрофизические. Каждый из этих факторов зависит от множества как учитываемых, так и трудно поддающихся учету эффектов и процессов.

О погрешностях геометрического фактора. Установим, каким образом погрешности геометрического фактора скважины для зонда зависят от погрешностей моментов катушек и длин двухкатушечных пар, а на основании этой зависимости определим требования к точности изготовления зондов ВК.

Исследование проведем на примере четырехкатушечного зонда типа 4ФІ, для которого известна следующая формула геометрического фактора:

$$Q_c = \frac{Q(\alpha) - \frac{c_1}{\rho_1} Q_c(\alpha_1) + \frac{c_2}{\rho_2} Q_c(\alpha_2)}{1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}} = F(c_1; \rho_1; \rho_2). \quad (\text{П.24})$$

Здесь $\alpha = \frac{L_1}{a_c}$; $\alpha_1 = \frac{L_2}{a_c}$; $\alpha_2 = \frac{L_3}{a_c}$ - отношения длин зондов двухкатушечных пар к радиусу цилиндра.

$$\rho_1 = \frac{L_2}{L_1}; \quad \rho_2 = \frac{L_3}{L_1}.$$

Для зонда 4ФІ: $L_1 = 1,000$ м, $\rho_1 = L_2$, $\rho_2 = L_3$.

Отклонения величины геометрического фактора от расчетного значения могут быть вызваны, в частности, изменениями параметров c_1 , ρ_1 и ρ_2 вследствие, например, неточностей выполнения диаметра катушки (d_2), длин фокусирующего (L_2) и компенсационного (L_3) зондов и т.п.

Таким образом, зависимость геометрического фактора зонда 4ФІ от величины изменений в параметрах $c_1 + \Delta c_1$; $\rho_1 + \Delta \rho_1$ и $\rho_2 + \Delta \rho_2$ можно представить через частные производные первого порядка следующим образом:

$$\begin{aligned} Q_c^* &= F^*(c_1 + \Delta c_1; \rho_1 + \Delta \rho_1; \rho_2 + \Delta \rho_2) = \\ &= F(c_1; \rho_1; \rho_2) + \Delta c_1 F_{c_1}'(c_1; \rho_1; \rho_2) + \end{aligned}$$

$$+\Delta P_1 F'_{P_1}(c_1; P_1; P_2) + \Delta P_2 F'_{P_2}(c_1; P_1; P_2). \quad (\text{П.24}^a)$$

Здесь производные от геометрического фактора по c_1 , P_1 и P_2 имеют следующий вид:

$$F'_{c_1} = \frac{1}{P_1 \left(1 - \frac{c_1}{P_1} + \frac{c_2}{P_2}\right)} [Q_c - Q_c(\alpha_1)], \quad (\text{П.25})$$

$$F'_{P_1} = \frac{c_1}{P_1^2 \left(1 - \frac{c_1}{P_1} + \frac{c_2}{P_2}\right)} [Q_c(\alpha_1) - \alpha_1 Q'_c(\alpha_1) - Q_c], \quad (\text{П.26})$$

$$F'_{P_2} = \frac{c_2}{P_2^2 \left(1 - \frac{c_1}{P_1} + \frac{c_2}{P_2}\right)} [Q_c - Q_c(\alpha_2) + \alpha_2 Q'_c(\alpha_2)]. \quad (\text{П.27})$$

Таким образом, в соответствии с (П.24^a) геометрический фактор зонда 4ФI при отклонениях параметров c_1 , P_1 и P_2 примет следующее значение:

$$Q_c^* = Q_c + \Delta c_1 F'_{c_1} + \Delta P_1 F'_{P_1} + \Delta P_2 F'_{P_2}. \quad (\text{П.28})$$

Абсолютная ошибка геометрического фактора зонда 4ФI в соответствии с (П.28) определяется соотношением:

$$\Delta Q_c = Q_c^* - Q_c = \Delta c_1 F'_{c_1} + \Delta P_1 F'_{P_1} + \Delta P_2 F'_{P_2}. \quad (\text{П.29})$$

Влияние неточности изготовления диаметров катушек на суммарный геометрический фактор зонда

Поскольку для фокусирующей катушки $\Delta c_1 = 2c_1 \frac{\Delta d_2}{d_2}$, то с учетом (П.25) изменение геометрического фактора зонда, вызванное погрешностью d_2 , следующее:

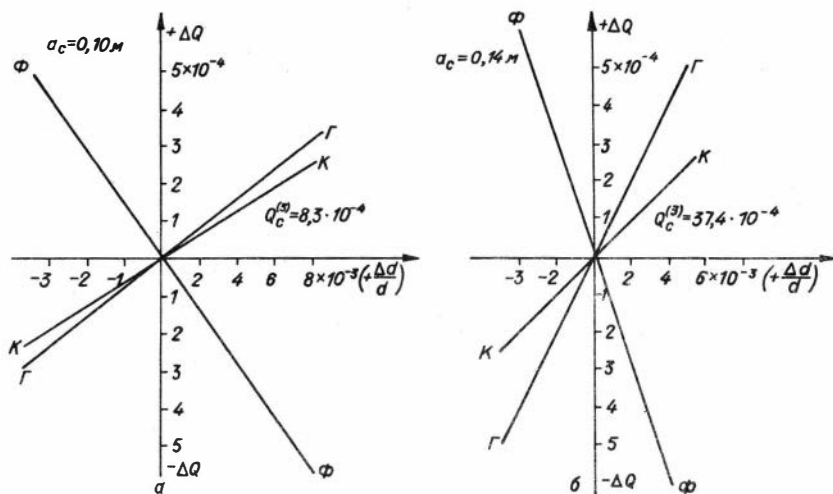
$$\Delta Q_c(d_2) = \frac{2c_1 \frac{\Delta d_2}{d_2}}{P_1 \left(1 - \frac{c_1}{P_1} + \frac{c_2}{P_2}\right)} [Q_c - Q_c(\alpha_1)]. \quad (\text{П.30})$$

Аналогично для погрешности геометрического фактора, вызванной изменением диаметров главной и компенсационной катушек зонда, имеем следующие выражения:

$$\Delta Q_c(d_1) = \frac{2 \frac{\Delta d_1}{d_1}}{1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}} [Q_c(d) - Q_c], \quad (\text{П.31})$$

$$\Delta Q_c(d_2) = \frac{2 c_2 \frac{\Delta d_2}{d_2}}{\rho_2 \left(1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}\right)} [Q_c(d_2) - Q_c]. \quad (\text{П.32})$$

Графики, приведенные на рис. П.18^{а, б}, представляют функциональную зависимость $\Delta Q \left(\frac{\Delta Q}{d} \right)$ для двух значений радиусов цилиндра 0,10 и 0,14 м соответственно. Эта зависимость построена согласно выражениям (П.30 + П.32). Шифр графиков - тип возбуждающей катушки зонда: Г - главная, Ф - фокусирующая и К - компенсационная.



Р и с. П.18.

Анализ графиков и соотношений (П.30 + П.32) позволяет сделать следующие заключения.

1. Геометрический фактор зонда увеличивается, если диаметр главной и компенсационной катушек завышен, а фокусирующей катушки занижен по сравнению с номинальным диаметром, и наоборот. Отличие знака $\Delta Q(\Phi)$ от знаков $\Delta Q(\Gamma)$ и $\Delta Q(K)$ объясняется встречным включением фокусирующей катушки (Φ) относительно двух других.

2. При одной и той же величине погрешности изготовления диаметра катушек наибольшее влияние на величину изменения геометрического фактора оказывает фокусирующая катушка.

Так, например, если относительная ошибка изготовления диаметра катушки (Φ) составляет 0,2%, то $\Delta Q_\Phi (d_c = 0,1) \approx \pm 1,5 \cdot 10^{-4}$ и $\Delta Q_\Phi (d_c = 0,14) \approx \pm 3 \cdot 10^{-4}$. Аналогичная ошибка для главной и компенсационной катушек приводит, соответственно, к следующим величинам: $0,8 \cdot 10^{-4}$ и $0,7 \cdot 10^{-4}$ при $d_c = 0,1$ м и $2 \cdot 10^{-4}$ и $1 \cdot 10^{-4}$ при $d_c = 0,14$ м.

Нетрудно видеть, сопоставив рис. П.18^а и П.18^б, что абсолютная ошибка геометрического фактора увеличивается примерно в два раза при увеличении радиуса цилиндра от 0,1 до 0,14 м. Однако поскольку при этом геометрический фактор по абсолютной величине изменяется в 4,5 раза, то естественно, что неточность изготовления диаметров возбуждающих катушек наиболее заметно сказывается при малых радиусах цилиндров. Действительно, поскольку при малых значениях радиусов справедливо неравенство $Q_c^{(3)} \ll Q_c(\alpha_1)$, то из (П.30) имеем:

$$\Delta Q_c(d_2) = Q_c(\alpha_1) \frac{\frac{2c_1}{\rho_1} \frac{\Delta d_2}{d_2}}{1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}} \quad (\text{П.33})$$

Относительная ошибка геометрического фактора скважины для зонда

$$\delta_Q = - \frac{Q_c(\alpha_1)}{Q_c} \frac{2 \frac{c_1}{\rho_1} \frac{\Delta d_2}{d_2}}{1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}} \quad (\text{П.34})$$

и допустимая погрешность диаметра фокусирующей катушки

$$\frac{\Delta d_2}{d_2} = \frac{-\delta_a}{\frac{Q_c(\alpha_1)}{Q_c}} \cdot \frac{(1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}) \rho_1}{2c_1} \quad (\text{П.35})$$

3. Поскольку в области $\alpha_c < 0,25$ (рис. I.18) отношение $\frac{Q_c(\alpha_1)}{Q_c}$ для зонда 4Ф1 увеличивается с уменьшением α_c , то относительная погрешность геометрического фактора δ_a также увеличивается с уменьшением радиуса скважины (очевидное обстоятельство, поскольку при малых значениях α_c функция Q_c стремится к нулю). Поэтому при Q_c , близком к нулю, имеет смысл рассматривать не относительную, а абсолютную погрешность геометрического фактора, которая, согласно (П.30), пропорциональна функции $Q_c(\alpha_1)$ и при уменьшении α_c уменьшается. Допустимую погрешность $\frac{\Delta d_2}{d_2}$ следует вычислять при малых значениях α_c .

4. Отметим, что прямое поле фокусирующей пары превышает прямое поле главной пары примерно в 1,7 раза, а компенсационной пары - в 2,4 раза (см., например, соотношение (I.98) для случая непроводящей среды). Поэтому наиболее жесткие требования предъявляются к точности диаметра фокусирующей катушки (d_2) зонда.

В соответствии с (П.30) и рис. П.18^a можно показать, например, что, для случая, когда $\frac{\Delta Q(d_2)}{Q} = 0,1$ и $\alpha_c = 0,1$ м, допустимая погрешность в изготовлении диаметра фокусирующей катушки зонда диаметром 50 мм не должна превышать 0,06 мм.

Обычно в практике индукционного каротажа находят применение так называемые нулевые зонды, т.е. такие, у которых сигнал прямого поля в воздухе равен нулю. При нарушении расчетных параметров в таких зондах происходит разбалансировка, величину которой обозначим $\Delta \mathcal{E}_0$, по сигналу прямого поля. Этот сигнал является помехой реактивного характера, поэтому при настройке зонда его сводят к нулю (компенсируют) или перемещением одной из катушек зонда, называемой компенсационной, или введением сигнала в противофазе от генератора через фазовращающее устройство с регулирующей амплитуды.

До сих пор мы рассматривали влияние неточностей изготовления зонда на геометрический фактор без учета перемещения компенсационной катушки.

Рассмотрим теперь на примере зонда 4ФІ более сложный случай, когда сигнал ΔE_0 , появившийся в результате неточности выполнения диаметра d_2 , сведен к нулю перемещением компенсационной или фокусирующей катушки, т.е. изменением расстояния L_2 или L_3 .

Условие компенсации прямого поля в воздухе имеет следующий вид:

$$q = 1 - \frac{c_1}{\rho_1^3} + \frac{c_2}{\rho_2^3} = 0. \quad (\text{П.36})$$

Раскомпенсация зонда по прямому полю может быть вызвана изменением c_1 , ρ_1 и ρ_2 . Если эти изменения (Δc_1 , $\Delta \rho_1$, $\Delta \rho_2$) малы, то с достаточной точностью выполняется следующее соотношение:

$$\begin{aligned} q^* &= q(c_1 + \Delta c_1; \rho_1 + \Delta \rho_1; \rho_2 + \Delta \rho_2) = \\ &= q + \Delta c_1 q'_{c_1} + \Delta \rho_1 q'_{\rho_1} + \Delta \rho_2 q'_{\rho_2}. \end{aligned} \quad (\text{П.37})$$

Здесь

$$q'_{c_1} = -\frac{1}{\rho_1^3}; \quad q'_{\rho_1} = \frac{3c_1}{\rho_1^4}; \quad q'_{\rho_2} = -\frac{3c_2}{\rho_2^4}.$$

Из соотношения (П.37) можно установить условие, при котором сохраняется компенсация прямого поля:

$$\Delta c_1 q'_{c_1} + \Delta \rho_1 q'_{\rho_1} + \Delta \rho_2 q'_{\rho_2} = 0. \quad (\text{П.38})$$

Сохранение оптимального геометрического фактора в соответствии с (П.28) будет обеспечено, если выполнено следующее равенство:

$$\Delta c_1 F'_{c_1} + \Delta \rho_1 F'_{\rho_1} + \Delta \rho_2 F'_{\rho_2} = 0. \quad (\text{П.39})$$

Уравнения (П.38) и (П.39) соответствуют условию, когда

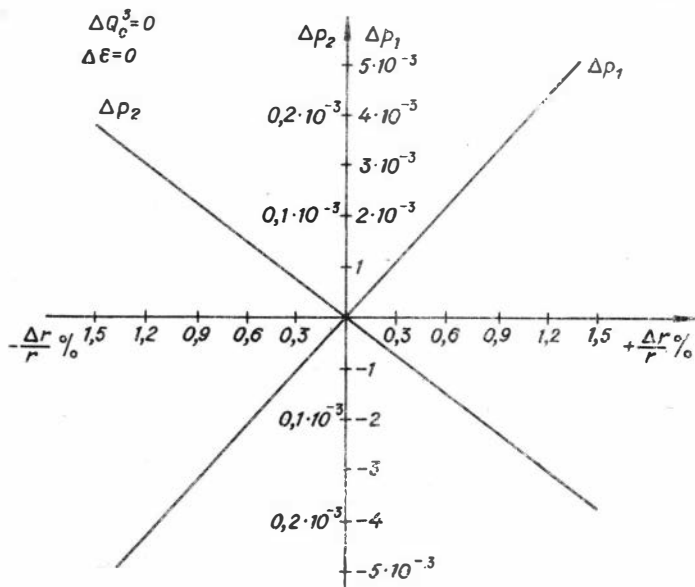
$$\begin{cases} \Delta Q_c = 0 \\ \Delta E_0 = 0 \end{cases}. \quad (\text{П.40})$$

При совместном решении этих уравнений получаем следующие равенства:

$$\Delta P_1 = \Delta C_1 \frac{F_{P_2}' q_{C_1}' - F_{C_1}' q_{P_2}'}{F_{P_1}' q_{P_2}' - F_{P_2}' q_{P_1}'}, \quad (\text{П.41})$$

$$\Delta P_2 = \Delta C_1 \frac{F_{C_1}' q_{P_1}' - F_{P_1}' q_{C_1}'}{F_{P_1}' q_{P_2}' - F_{P_2}' q_{P_1}'}. \quad (\text{П.42})$$

На рис. П.19 изображены зависимости $\Delta P_1 (\Delta C_1)$ и $\Delta P_2 (\Delta C_1)$, $\Delta C_1 = 2C_1 \frac{\Delta r^0}{r}$, построенные по результатам расчета в соответствии с (П.41) и (П.42). При этом оптимальное значение геометрического фактора зонда 4Ф1 соответствует условию, когда диаметры всех возбуждающих катушек равны друг другу, а длины двухкатушечных пар равны: $L_1 = 1,00 \text{ м}$, $L_2 = 0,586 \text{ м}$, $L_3 = 0,320 \text{ м}$.

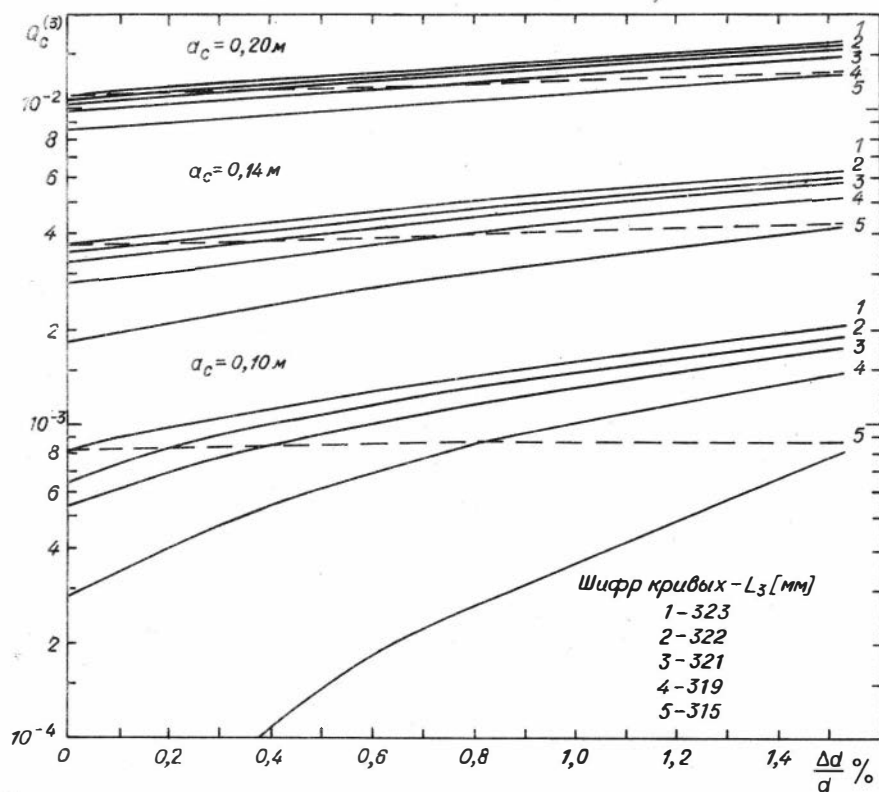


Р и с. П.19.

В соответствии с рис. П.19 нетрудно установить, что если, например, при изменении радиуса катушки ($\frac{\Delta r^0}{r}$) на 0,6% длину

Фокусирующего зонда L_z (ΔP_1) увеличить на 2,2 мм или длину компенсационного зонда L_3 (ΔP_2) уменьшить на 0,075 мм, то геометрический фактор зонда останется в пределах оптимального (не изменится) и раскомпенсации прямого поля не произойдет.

Основные закономерности поведения Q_c при изменении размеров фокусирующей катушки и компенсационного зонда удобно рассмотреть на графиках рис. П.20. Здесь шифр кривой соответствует длине компенсационного зонда. Шифр семейства кривых - радиус скважины.



Р и с. П.20.

Верхняя кривая в семействах графиков соответствует оптимальному зонду, у которого $L_3 = 0,323 \text{ м}$, а её пересечение с

осью ординат ($\Delta d = 0$) соответствует значению геометрического фактора зонда в оптимальном исполнении.

Штриховые линии, пересекающие кривые с различным шифром L_3 , соответствуют условию компенсации прямого поля. Как видно, эта линия практически идет параллельно оси абсцисс для семейства кривых с $a_c = 0,10$ м и незначительно отклоняется в сторону увеличения геометрического фактора для $a_c = 0,14$ м и $a_c = 0,20$ м. Следовательно, при отклонениях в диаметре фокусирующей катушки компенсация прямого поля путем изменения длины зонда L_3 не гарантирует оптимальности $Q_c^{(3)}$ для разных радиусов цилиндров.

Вместе с тем, при восстановлении оптимального значения $Q_c^{(3)}$ путем уменьшения L_3 зонд становится более чувствительным к изменениям диаметра фокусирующей катушки и тем заметнее, чем меньше a_c .

Анализ расчетов позволяет утверждать, что компенсация прямого поля в зонде 4Ф1 позволяет резко снизить погрешности геометрического фактора скважины, вызванные неточностью диаметра фокусирующей катушки.

Влияние погрешностей линейных размеров зонда на геометрический фактор

Определим влияние на геометрический фактор длины фокусирующей пары катушек L_2 . Очевидно,

$$\Delta Q_c^M(L_2) = \frac{\partial Q_c^M}{\partial L_2} \cdot \Delta L_2 = \frac{\partial Q_c^M}{\partial P_1} \cdot \frac{\partial P_1}{\partial L_2} \cdot \Delta L_2. \quad (\text{П.43})$$

Выражения для частных производных, входящих в (П.43), имеют вид:

$$\frac{\partial Q_c^M}{\partial P_1} = \frac{-\frac{c_1}{P_1} \left\{ \frac{\partial Q_c(\alpha_1)}{\partial \alpha_1} \cdot \frac{\alpha_1}{P_1} - \frac{1}{P_1} [Q_c(\alpha_1) - Q_c^M] \right\}}{1 - \frac{c_1}{P_1} + \frac{c_2}{P_2}}, \quad (\text{П.44})$$

$$\frac{\partial P_1}{\partial L_2} = \frac{1}{L_1}. \quad (\text{П.45})$$

Подставляя (П.44) и (П.45) в (П.43) и пренебрегая слагаемым Q_c^M , найдём приращение геометрического фактора скважины, вызванное изменением длины L_2 :

$$\Delta Q_c^M(L_2) = \frac{\left[\frac{\partial Q_c(\alpha_1)}{\partial \alpha_1} \frac{\alpha_1}{\rho_1} - \frac{1}{\rho_1} Q_c(\alpha_1) \right] c_1}{1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}} \cdot \frac{\Delta L_2}{L_2} \quad (\text{П.46})$$

Аналогично изменение геометрического фактора, вызванное смещением компенсационной катушки, можно представить в виде

$$\Delta Q_c^M(L_3)_{L_2} = - \frac{\left[\frac{\partial Q_c(\alpha_2)}{\partial \alpha_2} \frac{\alpha_2}{\rho_2} - \frac{1}{\rho_2} Q_c(\alpha_2) \right] c_2}{1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}} \cdot \frac{\Delta L_3}{L_3} \quad (\text{П.47})$$

Поскольку смещение ΔL_3 определяется условием компенсации прямого поля в воздухе, то, как это следует из (П.38),

$$\Delta L_3 = \frac{c_1}{c_2} \frac{L_3^4}{L_2^4} \Delta L_2 \quad (\text{П.48})$$

Подставляя (П.48) в (П.47), получаем:

$$\Delta Q_c^M(L_3) = - \frac{\left[\frac{\partial Q_c(\alpha_2)}{\partial \alpha_2} \frac{\alpha_2}{\rho_2} - \frac{1}{\rho_2} Q_c(\alpha_2) \right] c_2}{1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}} \cdot c_1 \frac{L_3^3}{L_2^3} \frac{\Delta L_2}{L_2} \quad (\text{П.49})$$

Сравнивая (П.49) и (П.46), убеждаемся в том, что знаки приращений $\Delta Q_c^M(L_2)$ и $\Delta Q_c^M(L_3)_{L_2}$ противоположны.

В табл.П.3 приведены результаты строгих расчетов значения Q_c^M для зонда 4ФІ при различных длинах зондов L_2 и L_3 и нескольких значениях α_c .

На рис.П.2І показана зависимость геометрического фактора зонда 4ФІ от длины фокусирующего зонда (L_2) - ось абсцисс - и фокусирующего зонда (L_3) - шифр кривых. Семейства кривых отличаются радиусами цилиндров.

Верхняя кривая в каждом семействе соответствует номинальному размеру компенсационного зонда ($L_3 = 0,323$ м). По этой

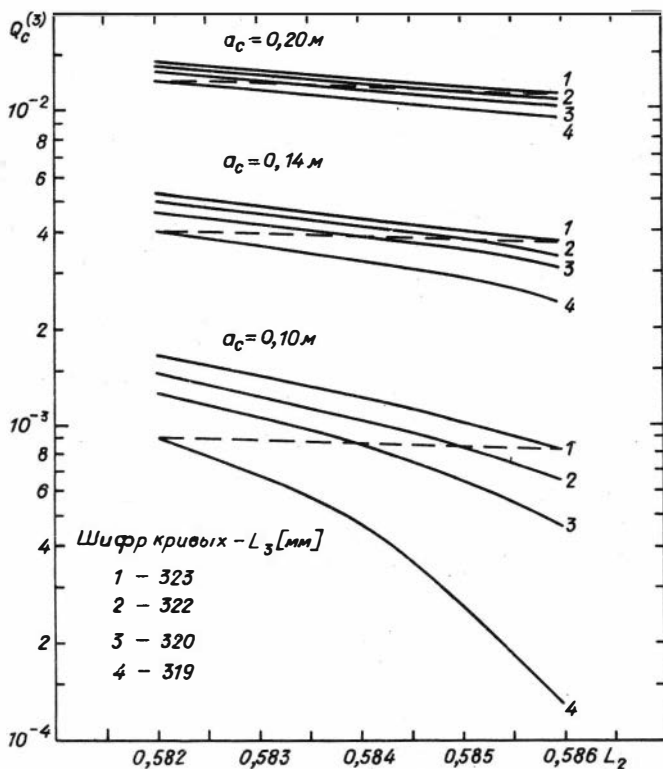
Т а б л и ц а П.3 *)

Q_c (м)	0,586	0,585	0,584	0,582	L_3 (м)
0,05	+0,0033	-0,0015	-0,0065	-0,017	0,3230
		+0,0035	-0,0014	-0,011	0,3217
		+0,0087	+0,0038	-0,006	0,3204
		+0,019	+0,014	+0,0044	0,3178
0,10	-0,083	-0,103	-0,123	-0,165	0,3230
		-0,084	-0,104	-0,146	0,3217
		-0,065	-0,086	-0,127	0,3204
		-0,026	-0,047	-0,088	0,3178
0,12	-0,199	-0,228	-0,258	-0,318	0,3230
		-0,203	-0,233	-0,293	0,3217
		-0,178	-0,208	-0,267	0,3204
		-0,127	-0,156	-0,215	0,3178
0,14	-0,374	-0,413	-0,453	-0,534	0,3230
		-0,382	-0,422	-0,503	0,3217
		-0,352	-0,391	-0,471	0,3204
		-0,288	-0,327	-0,407	0,3178
0,16	-0,599	-0,649	-0,699	-0,803	0,3230
		-0,613	-0,664	-0,767	0,3217
		-0,576	-0,627	-0,730	0,3204
		-0,502	-0,553	-0,655	0,3178
0,18	-0,855	-0,917	-0,979	-1,106	0,3230
		-0,876	-0,938	-1,065	0,3217
		-0,835	-0,897	-1,023	0,3204
		-0,751	-0,813	-0,938	0,3178
0,20	-1,118	-1,191	-1,265	-1,416	0,3230
		-1,146	-1,221	-1,371	0,3217
		-1,101	-1,175	-1,325	0,3204
		-1,010	-1,083	-1,232	0,3178

*)

Приведенные значения Q_c следует умножить на 10^{-2} .

кривой можно оценить влияние изменений длины фокусирующей да (L_2) на геометрический фактор. Например, при уменьше на один миллиметр ($a_c = 0,1$ м) геометрический фактор из ся с $8,3 \cdot 10^{-4}$ до $10,3 \cdot 10^{-4}$, т.е. на 24% .



Р и с. П.21.

Точки пересечения штриховых линий с кривыми в семей соответствуют условию компенсации прямого поля. Так, на если длину L_2 уменьшить с величины 0,586 м до 0, ($L_3 = 0,323$), то геометрический фактор изменится более чем раза. При этом нарушится компенсация прямого поля. Измен ну компенсационного зонда L_3 с величины 0,323 м до 0,31 вновь скомпенсируем прямое поле. Одновременно, как видно рис.П.21, величина геометрического фактора уменьшается и

лижается к исходной величине. В соответствии с табл. П.3 разница $\Delta Q_c^3 = -0,005 \cdot 10^{-2}$.

На основании анализа расчетных материалов можно сделать следующие выводы.

1. При одинаковых относительных погрешностях диаметра катушки и длины двухкатушечной пары последней соответствует большая погрешность геометрического фактора. Это означает, что допуски на линейные размеры зонда должны быть более жесткими (примерно в 1,5 раза), чем на диаметры катушек.

2. Компенсация погрешности $\Delta Q_c(L_2)$ с помощью изменения L_3 (при условии $\Delta E_0 = 0$) несколько хуже, чем для $\Delta Q_c(d_2)$, и улучшается с уменьшением диаметра скважины.

Это позволяет предположить, что для $\Delta Q_c(L_1)$ компенсация будет лучше, чем для $\Delta Q_c(L_2)$.

3. При изменении a_c от 0,1 до 0,2 м относительная ошибка геометрического фактора, вызванная погрешностью $\Delta L_2/L = 0,17\%$, без компенсации изменяется от 23 до 6%, а с компенсацией — от 1 до 2,5% по результатам расчетов. Этот пример убедительно свидетельствует о пользе компенсации прямого поля зонда (перемещением одной из катушек) с точки зрения соблюдения его расчетного геометрического фактора.

В заключение отметим следующее обстоятельство. Поскольку в зонде существует помеха реактивного характера (э.д.с. такой помехи в единицах э.д.с. главной пары обозначим через E_{pn}), то полная компенсация сигнала в воздухе означает установку компенсационной катушки в такое положение, при котором

$$1 - \frac{c_1}{p_1^3} + \frac{c_2}{p_2^3} + E_{pn} = 0. \quad (\text{П.50})$$

Отсюда следует, что в реальном приборе существует расфокусировка, обусловленная наличием реактивной помехи. Из (П.50)

$$p_2 = p_2^k + \frac{p_2^4}{3c_2} E_{pn}. \quad (\text{П.51})$$

Здесь ρ_2^* - значение параметра ρ_2 , при котором обеспечивается компенсация прямого поля в воздухе.

Из (П.51), (П.47) находим изменение геометрического фактора, обусловленное компенсацией реактивной помехи:

$$\Delta Q_C^M(E'_{\rho_n}) = - \frac{\left[\frac{\partial Q_C(\alpha_2)}{\partial \alpha_2} \alpha_2 - Q_C(\alpha_2) \right] \frac{\rho_2^2}{3}}{1 - \frac{c_1}{\rho_1} + \frac{c_2}{\rho_2}} E_{\rho_n} . \quad (\text{П.52})$$

Соотношение (П.52) позволяет по известному допустимому отклонению геометрического фактора ΔQ_C^M определить допустимый уровень реактивных помех.

Найдём допустимую ΔQ_C по формуле (П.22). Полагая

$\gamma_c = 2000$ мСм/м ; $\delta_n = 0,2$; $\delta_k = 0,05$; $\gamma_n = 10$ мСм/м ,
 $\Delta \gamma_0 = 1$ мСм/м , получим:

$$\Delta Q_C = 0,25 \cdot 10^{-3}.$$

Для зонда 4Ф1 в соответствии с (П.52) $E_{\rho_n} = 1,2 \cdot 10^{-2}$, т.е. помеха может быть порядка 1% э.д.с. прямого поля главной пары катушек.

§ 4. Камерное моделирование зондов ВИК

Фокусирующие свойства зондов индукционного каротажа, изготовленных в производственных условиях, могут не совпадать в той или иной мере с расчетными характеристиками, особенно на этапе отработки технологических приемов изготовления.

Некоторые параметры, влияющие на фокусирующие свойства зондов, могут быть измерены и сопоставлены с расчетными или допустимыми по технологии. Это - точность изготовления геометрических размеров катушек и длин двухкатушечных пар, образующих многокатушечный зонд, диаметр провода и качество намотки катушек, кривизна основы зонда и диэлектрические свойства жидкости (масла), которой заполняется контейнер для зондового устройства, и др.

В то же время целый ряд факторов, оказывающих влияние на характеристики зонда, не поддается прямому измерению, или та-

кое измерение неоправданно трудоемко в процессе изготовления зондового устройства. Примерами подобного рода факторов являются качество электрического экранирования катушек, а также соединительных и транзитных проводов; точность соблюдения равенства токов, протекающих в последовательно соединенных питающих катушках зонда; уровень помех, наводимых в приемной цепи генератором высокой частоты. На фокусировку могут оказать влияние также конечные размеры катушек зонда.

Таким образом, соблюдение заданных фокусирующих свойств может быть достигнуто только путем тщательного подхода к проектированию и изготовлению зондов ВИК. Вместе с тем окончательная проверка свойств зондов ВИК может быть проведена путем физического моделирования в масштабе 1:1 с помощью испытаний реального прибора на модели скважины.

Моделирование условий ближней зоны достаточно широко используется на практике. Методика, результаты испытаний и конструкция модели описаны, например, в работах /3, 7/. Рассмотрим некоторые вопросы моделирования зондов ВИК.

При испытаниях приборов ВИК на модели скважины могут быть решены следующие задачи.

1. Оценка качества электрического экранирования путем измерения емкостного влияния скважины.

2. Проверка фокусирующих свойств зонда путем измерения фактических значений геометрического фактора и сопоставления их с расчетными.

3. Проверка пределов применимости теории геометрического фактора, т. е. оценка максимальных диаметров и проводимостей скважины, при которых влияние скин-эффекта пренебрежимо мало.

4. Оценка влияния эксцентриситета прибора. Эта задача успешно решается, если на поверхности раздела двух сред с различной электропроводностью не возникает искажения электрического поля.

Круг задач, решаемых при моделировании, зависит от стадии разработки аппаратуры ВИК.

На этапе проведения научно-исследовательских работ должны быть решены и проверены путем моделирования все принципиальные вопросы, гарантирующие расчетные характеристики аппаратуры. На этапе опытно-конструкторской разработки и заводского изготовле-

ния основное внимание должно быть уделено технологическим мерам, обеспечивающим изготовление аппаратуры с заданными свойствами, которые в значительной мере зависят от конструктивных решений и качества изготовления. Проверка этих характеристик проводится при типовых испытаниях аппаратуры.

Конструкция камерной модели зависит от задачи моделирования. Так, проверку фокусирующих свойств достаточно осуществить на моделях скважины, имитируемой коаксиальными цилиндрами двух, максимум трех различных диаметров. Толщина стенок этих цилиндров должна быть по возможности минимальной.

Модель такой конструкции пригодна также для проверки емкостного влияния скважины.

При проверке пределов применимости теории геометрического фактора желательно иметь набор отдельных камер различного диаметра.

Полезная высота камер должна быть такой, чтобы её геометрический фактор был близок к геометрическому фактору бесконечно длинного цилиндра такого же диаметра. Этому требованию практически отвечает цилиндр, высота которого в $n = 3,5 + 4$ раза больше длины зонда. При измерениях середина зонда должна находиться на уровне половины полезной высоты камеры.

В том случае, если длина основы зонда и корпуса намного превышает длину зонда, рекомендованная высота может оказаться недостаточной, так как центр зонда при полном погружении прибора на дно камеры может оказаться выше половины полезной высоты. Это случится при выполнении неравенства

$$\ell > \frac{L}{2} (n - 1), \quad (\text{п.55})$$

где ℓ - расстояние от нижней главной катушки зонда до нижней точки прибора, L - длина зонда.

В этом случае высота камеры должна быть следующей:

$$h = \frac{L}{2} (n + 1) + \ell. \quad (\text{п.56})$$

Модель должна быть снабжена устройствами для спуска-подъёма прибора, а также центровки его во внутренней камере.

Проводимость окружающей среды должна быть по возможности минимальной и равномерно распределенной. Желательно иметь отдельный бак для приготовления растворов и устройство для достаточно быстрой транспортировки раствора из бака в камеру.

Измерения начинаются с определения емкостного влияния скважины. В правильно сконструированном и качественно изготовленном приборе емкостное влияние либо отсутствует, либо очень мало.

Емкостные помехи, как отмечалось выше, вызваны недостаточным экранированием высокочастотных цепей зонда. При погружении зонда в проводящий водный раствор он может оказывать влияние на емкостную связь цепей, вызывая изменение сигнала. Это влияние обусловлено двумя причинами.

С одной стороны, раствор, являясь проводником, соединенным с корпусом прибора, дает дополнительный экранирующий эффект и тем самым ослабляет емкостные связи, а с другой — усиливает их, так как обладает повышенной диэлектрической проницаемостью. Поскольку проводимость достаточно велика, будем в первом приближении считать, что экранирующий эффект от проводимости не зависит.

Обозначим через ϵ емкостное влияние скважины, выраженное в единицах проводимости. Перед заполнением камеры раствором регистрируемый сигнал имеет фоновое значение χ_{ϕ} . После заполнения камеры сигнал

$$\chi_k = \chi_{\phi} + Q\chi_c + \epsilon, \quad (\text{П.57})$$

где χ_c — проводимость раствора;

Q — геометрический фактор камеры.

Поскольку, как отмечалось выше, емкостное влияние должно быть малым, его следует измерять в условиях, при которых остальные слагаемые выражения (П.57) достаточно малы. Поэтому для определения величины ϵ используется камера с минимальным геометрическим фактором и слабо минерализованной водой с удельным сопротивлением в единицы ом-метра.

Выражение (П.57) содержит два неизвестных: Q и ϵ . Используя два раствора с проводимостями χ_1 и χ_2 , получим следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\kappa_1} &= \delta_{\phi} + Q\delta_1 + e \\ \delta_{\kappa_2} &= \delta_{\phi} + Q\delta_2 + e \end{aligned} \right\} . \quad (\text{П.58})$$

Из уравнений (П.58) получаем выражения для Q и e :

$$Q = \frac{\delta_{\kappa_2} - \delta_{\kappa_1}}{\delta_2 - \delta_1}, \quad (\text{П.59})$$

$$e = \delta_{\kappa_1} - \delta_{\phi} - Q\delta_1. \quad (\text{П.60})$$

К величине емкостного влияния предъявляются жесткие требования: желательна, чтобы она не превышала $1/3$ абсолютного значения нестабильности нуля аппаратуры. В противном случае её необходимо учитывать индивидуально для каждого экземпляра прибора.

Следует отметить, что часто применяемый на практике способ проверки емкостного влияния скважины, заключающийся в смачивании водой зонда, расположенного в воздухе, часто дает завышенные результаты. Причиной этого является неравномерное распределение проводящей пленки по поверхности прибора. Поэтому такой способ следует признать неудачным для измерения емкостного влияния скважины.

Фокусирующие свойства проверяются измерением значений геометрического фактора камер и сравнением их с расчетными. Как отмечалось выше, такую проверку достаточно осуществить при двух различных диаметрах камер. При этом диаметр одной из камер выбирается в зоне точной фокусировки ($Q \approx 0$), а другой — таким образом, чтобы с учетом предполагаемого значения геометрического фактора получить достаточно большой сигнал. Проводимость растворов, используемых для измерения геометрического фактора, должна быть такой, чтобы с учетом диаметра камеры влиянием скин-эффекта наверняка можно было пренебречь.

При расчетах и измерениях необходимо учитывать геометрические факторы пространства, занимаемого стенками труб и самим прибором. Так, для центральной камеры рассчитывается геометрический фактор цилиндрической оболочки, наружный диаметр которой равен внутреннему диаметру этой камеры, а внутренний — диаметру прибора. Геометрический фактор другой камеры определяется

как разность между геометрическими факторами двух цилиндров с диаметрами, равными соответственно внутреннему диаметру наружной трубы и наружному диаметру внутренней трубы. Для четырехкатушечного зонда типа 4Ф1,1 геометрический фактор бесконечно длинного цилиндра вычисляется по формуле (П.24).

Расчеты слагаемых в формуле для геометрического фактора многокатушечного зонда могут быть выполнены по данным таблицы функции $Q_c(\alpha)$ для двухкатушечного зонда, приведенной в приложении.

При проверке фокусирующих свойств зонда ось прибора должна совпадать с осью симметрии камер. Геометрический фактор внутренней (центральной) камеры рекомендуется определять по формуле (П.59). При этом раствор должен иметь достаточно высокую проводимость для того, чтобы создать ощутимый сигнал.

Геометрический фактор других камер определяется по формуле:

$$Q_c = \frac{\gamma_{\kappa_2} - \gamma_{\kappa_1}}{\gamma_p}, \quad (\text{П.61})$$

где γ_{κ_2} и γ_{κ_1} - значения кажущейся проводимости до и после заполнения этой камеры раствором с проводимостью γ_p . При этом центральная камера может быть либо пустой, либо заполненной раствором.

Как известно, необходимым условием соблюдения фокусирующих свойств зонда является отсутствие в ближней зоне скин-эффекта, т. е. взаимодействия между токами, индуцированными внутри этой зоны, а также отсутствие зависимости этих токов от проводимости внешней области.

Другими словами, принцип фокусировки основан на предположении, что сигналы двухкатушечных пар, входящих в состав зонда, от данного участка среды пропорциональны произведению его удельной проводимости на значение геометрического фактора этого участка для данной двухкатушечной пары. При этом условии кажущаяся проводимость этого участка среды для многокатушечного зонда

$$\gamma_{\kappa} = \gamma \cdot Q^M. \quad (\text{П.62})$$

Введем, в соответствии с (П.24), следующее обозначение:

$$Q_K^{np} = \frac{\frac{C_K}{P_K}}{\frac{C_0}{P_0} - \frac{C_1}{P_1} + \frac{C_2}{P_2}} Q_C(\alpha P_K), \quad (\text{П.63})$$

где Q_K^{np} - приведенное значение геометрического фактора К-ой пары катушек.

Тогда для зонда 4ФI, I можно написать:

$$Q^M = Q_0^{np} - Q_1^{np} + Q_2^{np}, \quad (\text{П.64})$$

т.е. геометрический фактор многокатушечного зонда является алгебраической суммой приведенных значений геометрических факторов двухкатушечных пар. При точной фокусировке $Q^M = 0$, следовательно, для зонда 4ФI, I в этом случае:

$$Q_0^{np} + Q_2^{np} = Q_1^{np}.$$

Область применимости теории геометрического фактора зависит, в частности, от параметра $\rho = L \sqrt{\frac{\gamma \mu \omega}{2}}$, поэтому для ВК предел измерения проводимостей уменьшается по сравнению с ИК во столько же раз, во сколько повышается частота.

Как следует из формулы (П.62), при союлении приближенной теории зависимость кажущейся проводимости какого-либо участка среды от его удельной проводимости имеет линейный характер. Увеличение проводимости выше некоторого предела приводит к заметному влиянию скин-эффекта, который проявляется в том, что сигнал (кажущаяся проводимость) двухкатушечного зонда становится меньше, чем ожидаемый на основании приближенной теории. В многокатушечном зонде это влияние наиболее заметно для сигнала от двухкатушечной пары, имеющей наибольшую длину. Поэтому при возникновении скин-эффекта знак отклонения действительного сигнала многокатушечного зонда от ожидаемого на основании приближенной теории противоположен знаку сигнала от наиболее длинной двухкатушечной пары, входящей в состав зонда. Так для зондов без внешней фокусировки, например для зонда 4ФI, I, знак отклонения отрицателен. Так как геометрический фактор скважины ($d < 0,6$ м) для этого зонда также отрицателен, влияние скин-

эффекта должно проявляться в увеличении абсолютного сигнала от камеры по сравнению с ожидаемым на основании приближенной теории.

Методика эксперимента заключается в измерении сигналов от камеры, заполняемой последовательно раствором с возрастающей проводимостью, вплоть до такой проводимости раствора, при которой уже проявляется скин-эффект. Затем устанавливается граничная точка линейного участка, определяющая максимально допустимую для данного диаметра проводимость.

При отсутствии у скважинного прибора центрирующего устройства он перемещается обычно по стенке скважины. В этом случае необходим учет эксцентриситета, т.е. знание значений "геометрического фактора" цилиндров различного диаметра при расположении прибора у их стенки. Эти значения отличаются от значений геометрического фактора при осевом расположении прибора, причем характер этого отличия зависит от диаметра цилиндра, а также от соотношения электропроводностей растворов, заполняющих скважину и окружающую среду. Для моделирования в этом случае необходимо иметь набор отдельных камер различного диаметра, не оказывающих искажающего действия на электрические поля. Методика измерения геометрического фактора цилиндра при нецентральной расположении прибора аналогична методике измерения геометрического фактора центральной камеры при осевом его расположении: для исключения возможного емкостного влияния проводится два измерения с растворами различной проводимости γ_{P_1} и γ_{P_2} . Геометрический фактор определяется по формуле:

$$Q^2 = \frac{\gamma_{K_2} - \gamma_{K_1}}{\gamma_{P_2} - \gamma_{P_1}}, \quad (\text{п. 76})$$

где γ_{K_2} и γ_{K_1} - кажущиеся проводимости, измеренные при расположении прибора у стенки камеры соответственно с растворами, имеющими проводимости γ_{P_2} и γ_{P_1} .

В заключение этого раздела приведем результаты моделирования с зондами 4ФІ и 4ФІ,1 входящими в состав зондового устройства двухчастотной аппаратуры ВК.

Модель представляла собой две коаксиально расположенные цилиндрические камеры с диаметрами 185 и 456 мм. Высота камер

3900 мм. Использовались растворы с проводимостью 5; 2; 1; 0,5; 0,3 и 0,2 Ом·м. Модель находилась в среде с удельным сопротивлением около 30 Ом·м.

Для оболочки, заключенной между наружной и внутренней трубой, расчетным путем получены следующие значения геометрического фактора:

$$\text{для зонда } 4\Phi I \quad Q = - 1,3 \cdot 10^{-2},$$

$$\text{для зонда } 4\Phi I, I \quad Q = - 1,1 \cdot 10^{-2}.$$

Ниже приведена таблица сопоставления измеренной и ожидаемой на основании расчета кажущейся проводимости при заполнении этой оболочки растворами с удельным сопротивлением 5; 2; 1; 0,5; 0,3 и 0,2 Ом·м.

Т а б л и ц а П.4

Удельное сопротивление и проводимость раствора		З о н д 4Φ I , частота 70 кГц		З о н д 4Φ I, I , частота 1000 кГц	
		Кажущаяся проводимость оболочки (мСм/м)		Кажущаяся проводимость оболочки (мСм/м)	
ρ(Ом·м)	γ (мСм/м)	Расчет	Эксперимент	Расчет	Эксперимент
5,0	200	- 2,6	- 3,0	- 2,3	- 2,2
2,0	500	- 6,6	- 7,5	- 5,6	- 6,1
1,0	1000	-13,0	-13,0	-11,0	-12,0
0,5	2000	-26,0	-28,0	-23,0	-27,0
0,3	3300	-44,0	-44,0	-37,0	-45,0
0,2	5000	-66,0	-66,0	-57,0	-67,0

Из табл.П.4 видно, что результаты эксперимента для зонда 4Φ I-70 кГц совпадают с высокой точностью с расчетными значениями при таких сигналах (γ_{κ}), величина которых соответствует сигналам от однородной среды с удельным сопротивлением до 100 Ом·м. При еще меньших сигналах ($\gamma_{\kappa} < 10$ мСм/м) итоги эксперимента с точностью 10% совпадают с данными расчета. Для зонда 4Φ I, I-1000 кГц при удельном сопротивлении раствора в оболочке, меньшем 0,5 Ом·м, наблюдается расхождение между измеренной кажущейся проводимостью и расчетной величиной, полученной на основании теории геометрического фактора, что объясняется действием скин-эффекта.

§ 5. Конструкция зондов ВИК

Как и зонды индукционного каротажа, зонды ВИК состоят из двух основных частей: стержня, на котором закреплены катушки, и защитного кожуха, изготовленного из непроводящего материала. В связи со значительной длиной (2-3 м) зонд обычно конструктивно оформлен в самостоятельный блок, сочленяемый при работе с электронным блоком прибора.

С точки зрения герметизации существуют три основные конструкции зондов индукционного каротажа: монолитная, маслонеполненная и полая.

При монолитной конструкции весь внутренний объем зонда заполняется твердым диэлектриком, при маслонеполненной - внешнее давление уравнивается с помощью жидкого диэлектрика, находящегося внутри кожуха, и подвижной диафрагмы (компенсатора, силфона); внутри кожуха полой конструкции находится воздух.

Несмотря на схожесть конструкций зондов ИК и ВИК, последние все же имеют ряд особенностей, связанных с использованием повышенных частот. Эти особенности состоят в следующем.

1. Из-за увеличения роли емкостной связи в зондах ВИК осуществляется более тщательное электрическое экранирование катушек, разъемов и других частей, имеющих повышенные напряжения высокой частоты, а также приемных цепей.

2. В диапазоне частот, применяемых в аппаратуре ВИК, ослабление влияния скин-эффекта в токонесущих линиях достигается применением провода, состоящего из нескольких тонких проводников (литцендрат). Для увеличения добротности катушки зонда ВИК наматываются так, что каждый виток образуется двумя-тремя жилами более тонкого провода, чем в зондах ИК. В некоторых случаях целесообразно использование обычных посеребренных проводов.

3. В связи с увеличением уровня помех от генератора ВЧ его приходится располагать в нижней части зонда ВИК, т.е. на значительном расстоянии от приемно-усилительной схемы.

4. Для уменьшения емкостной связи между катушками зонда и подводщими линиями, проходящими вдоль зондового устройства, провода линий должны быть ровными и жестко закреплены по всей длине.

При выборе конструкции зонда ВИК необходимо принять во внимание следующее. При использовании монолитной конструкции в случае несовершенной технологии существует опасность, что при заполнении зонда затвердевающим компаундом внутри него останутся воздушные полости. Такие зонды при выходе из строя под действием внешнего давления не поддаются ремонту. Кроме того, при затвердевании компаунда, а также при воздействии температуры на зонд с затвердевшим компаундом возникают механические напряжения, которые могут привести к обрыву проводов зонда. Это особенно опасно в зондах ВИК, где применяются более тонкие провода при намотке катушек.

Маслонаполненные зонды сложны по конструкции, и их эксплуатация связана с некоторыми неудобствами (уход за состоянием диафрагмы и жидкости). Тем не менее они находят широкое применение благодаря высокой надежности. В настоящее время они являются наиболее надежными из зондов отечественного производства. Для них допустимы избыточные давления в 1000 атм и более.

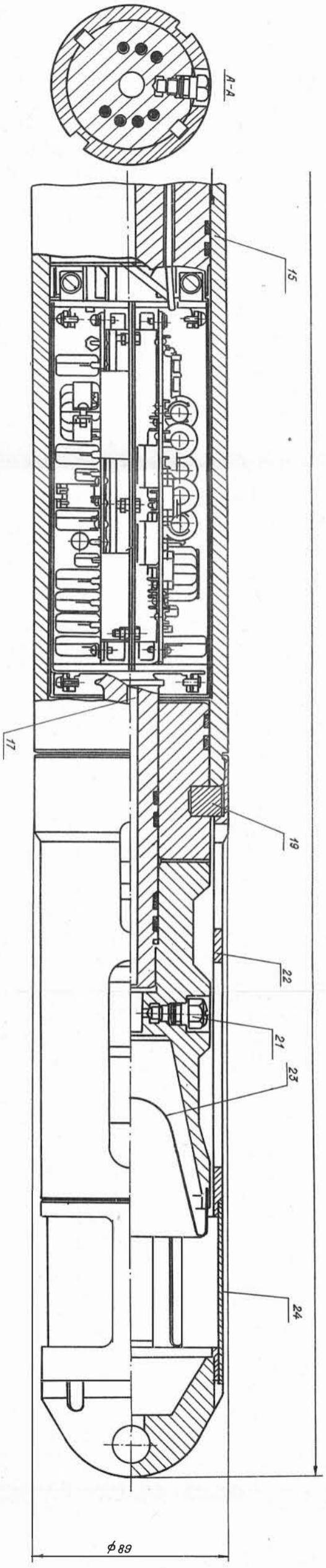
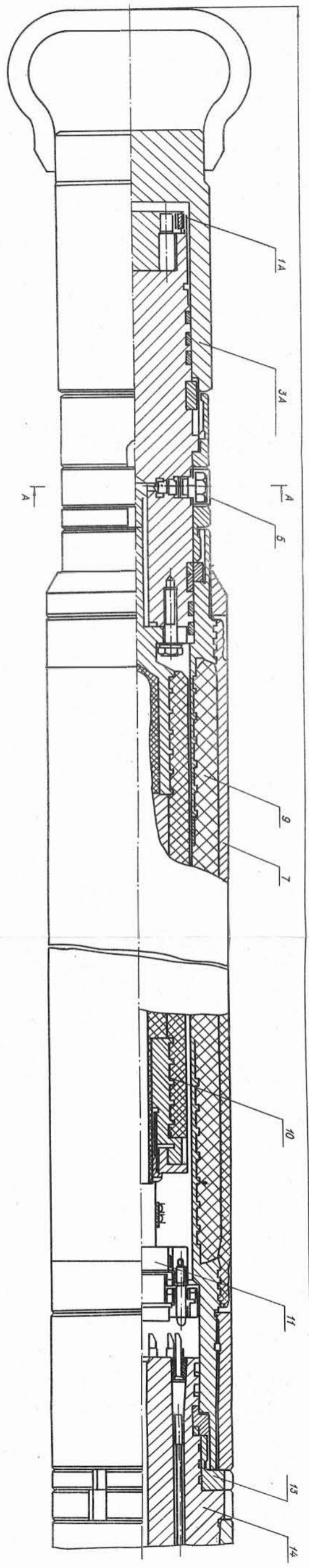
Самой простой и удобной является полая конструкция зонда. Однако в настоящее время, в связи с низким допустимым давлением, она имеет ограниченное применение. Ведутся поиски прочных изоляционных материалов для охранных кожухов зондов, способных выдерживать высокие давления и температуры. Потребность в зондах поллой конструкции особенно велика для приборов ВИК (ВДК, ДИК^ж) ввиду того, что генератор высокой частоты необходимо располагать в нижней части зонда.

Таким образом, основным типом конструкции для зондов ВИК в настоящее время является маслонаполненная. Она применена в аппаратуре высокочастотного индукционного каротажа двухканальной двухчастотной - ВИК, разработанной для серийного выпуска Киевским опытно-конструкторским бюро геофизического приборостроения.

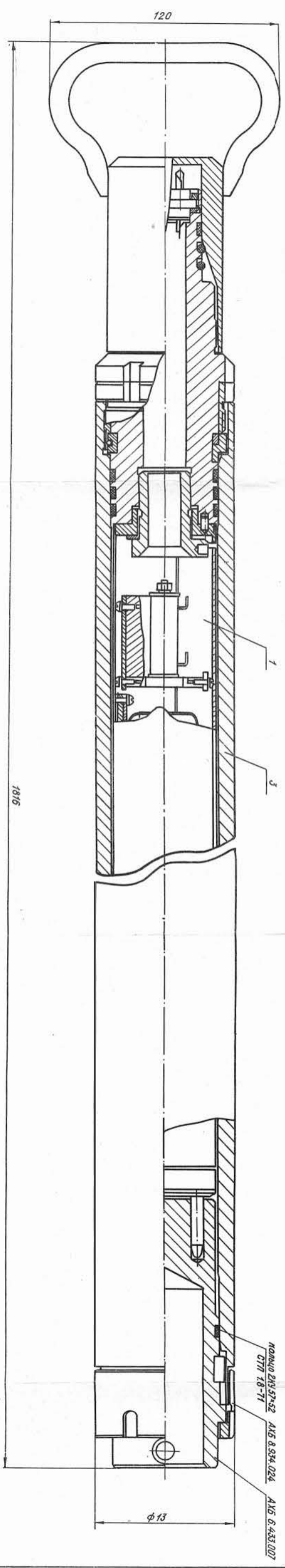
На рис. П.22 приведен общий вид прибора ВИК, состоящего из двух частей: электронного блока длиной 1816 мм и зондовой части с генераторным блоком (2826 мм).

Более половины длины прибора занимает собственно зонд,

ж) ВДК - волновой диэлектрический каротаж,
ДИК - диэлектрический индуктивный каротаж.



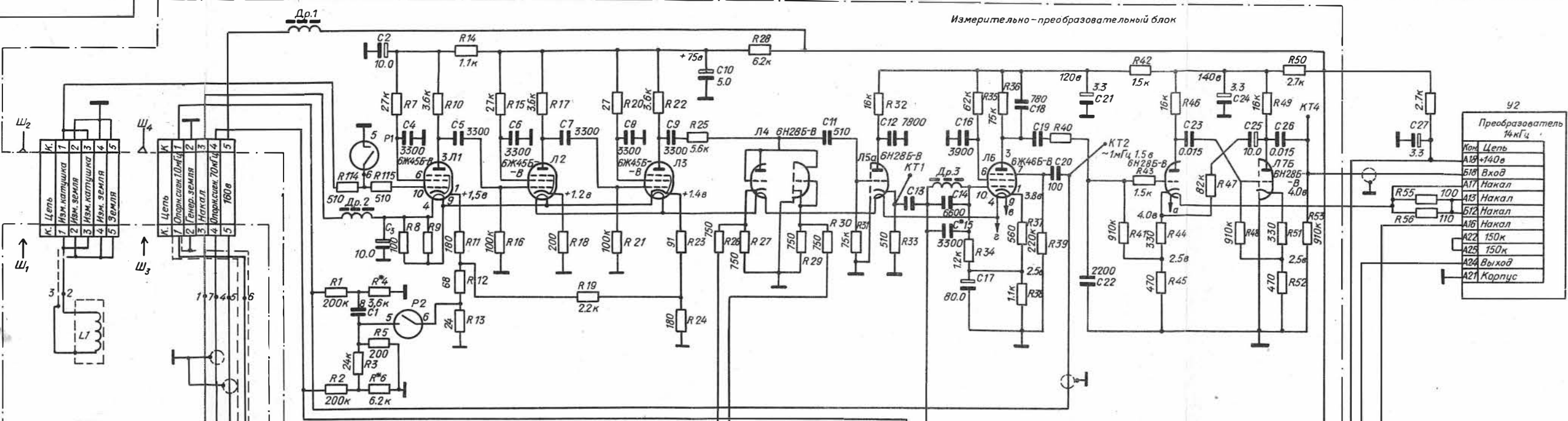
Индикционный зонд с генераторным устройством



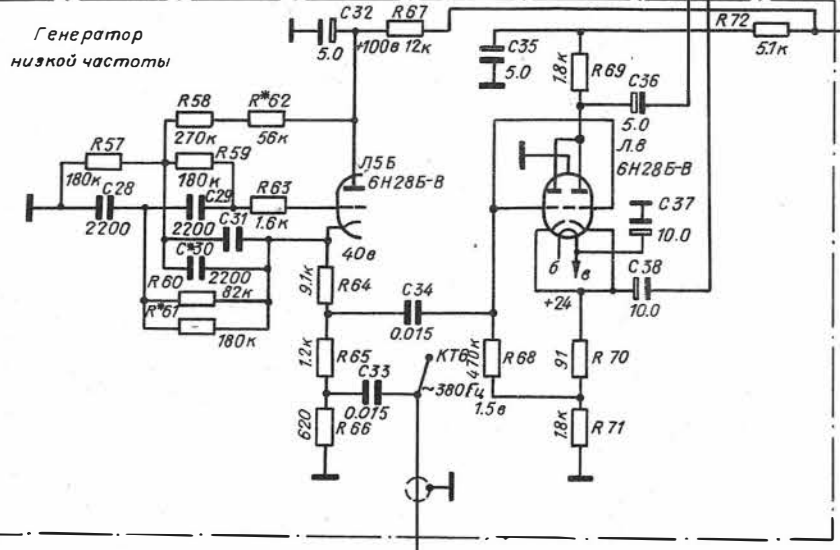
ПОДЦИ ДИВ. С74С2 АКБ 8.934.024 АКБ 6.433.007
СТП 18-11

Усилительно-преобразовательный блок

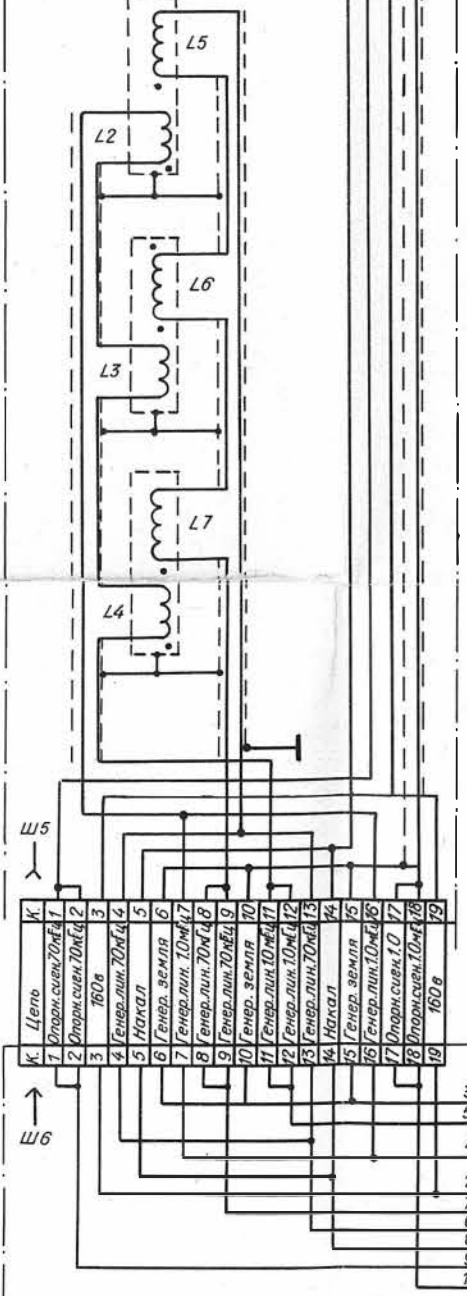
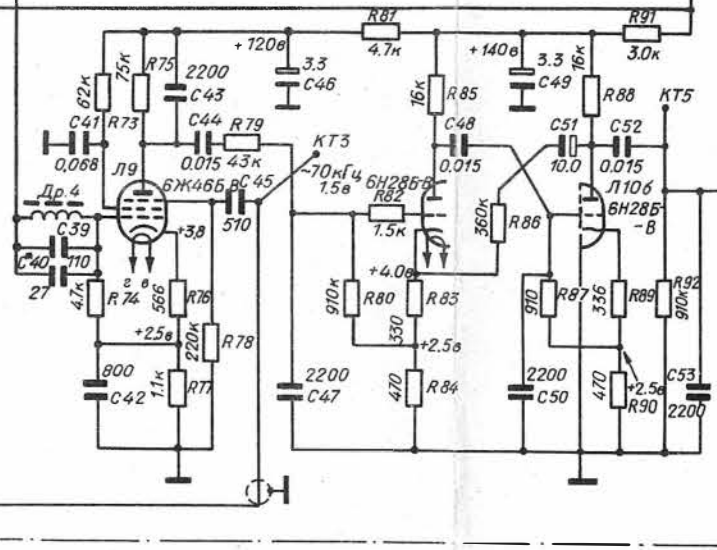
Измерительно-преобразовательный блок



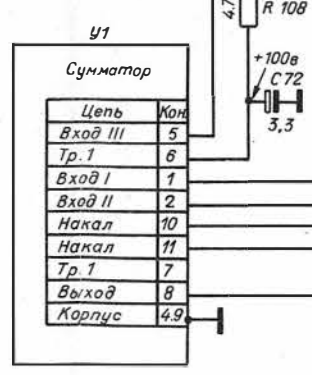
Генератор низкой частоты



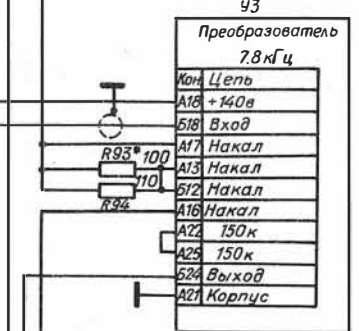
Генераторы высокой частоты



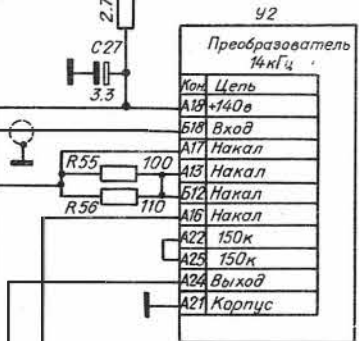
Сумматор



Преобразователь 7.8 мГц



Преобразователь 74 мГц



Прибор скважинный ВИК
Схема электрическая принципиальная

состоящий из основы с катушками и подводщими проводами и ко- жу- ха (9), изготовленного из стеклопластиковой трубы, покрытой снаружи слоем резины (7).

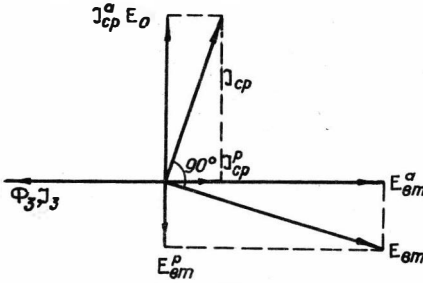
В отличие от аппаратуры индукционного каротажа АИК-1, зон- довая часть которой также содержит генератор и компенсатор дав- ления, расположенный между генератором и зондом, в зондовой части прибора ВМК отсек генераторов ВЧ примыкает непосредствен- но к зонду, а узел компенсатора (23) расположён в самом низу. Такое положение даёт возможность сократить длину проводов, сое- диняющих генератор с зондом и электронным блоком, и увеличить объём компенсаторов. Для соединения полости компенсатора с по- лостью зонда внутри отсека генераторов имеется канал (17) для компенсирующей жидкости. Конструкция обеспечивает доступ к ге- нераторам ВЧ без слива этой жидкости. Для этого необходимо снять предохранительный колпак (22), стопорные полукольца (19) и стальной кожух (15). Генераторы ВЧ находятся в герметичном отсеке и соединяются с остальной частью схемы при помощи свеч- ного моста (14) и разъёмов (11), которые уже расположены в маслonaполненном пространстве внутри зонда. Применение разъёмов вызвано необходимостью уменьшения длины проводов и выполнения из без напуска. Наличие разъёмов позволяет отсоединять нижнюю часть (генераторы, компенсатор) от зонда. Для этого необходимо отвернуть гайку (13).

В верхней части зонда расположен свечной мост (3) и разъёмы (1) для соединения с электронным усилительно-преобразо- вательным блоком. Для заливки внутреннего пространства зонда приборной жидкостью (маслом) служат штуцеры (5) и (21). Для возможности наблюдения за состоянием компенсатора предохра- нительный колпак (22) снабжен предохранительным цилиндром с ок- ном (24).

АППАРАТУРА В И К

§ I. Принципы измерений,
применяемых в индукционном каротаже

Метод ИК основан на регистрации э.д.с., наводимой в приемной цепи зонда магнитным полем вихревых токов, возникающих в окружающей среде. Помимо этой э.д.с., называемой вторичной ($E_{ВТ}$), в приемной цепи наводится э.д.с. от магнитного поля возбуждающей цепи зонда - так называемая э.д.с. прямого поля (E_0). E_0 представляет собой помеху, которую необходимо при измерении исключить. Если параметр $P = L \sqrt{\frac{\gamma \mu \omega}{2}}$ мал, э.д.с. $E_{ВТ}$ сдвинута по фазе относительно э.д.с. E_0 на угол, близкий к 90° . Изображая э.д.с. и токи с помощью векторов на плоскости, можно



Р и с. Ш. I.

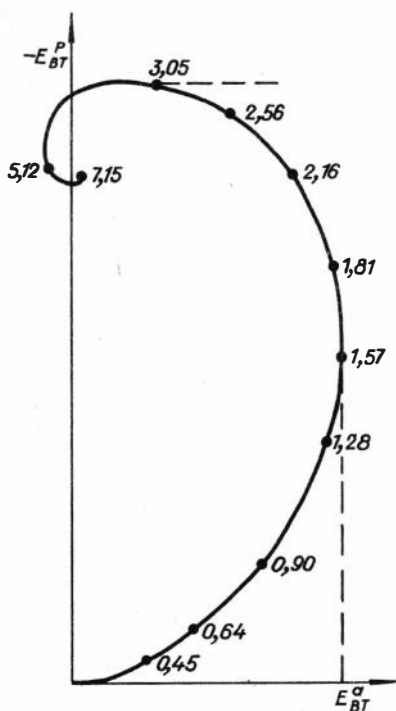
представить фазовые соотношения следующей векторной диаграммой (рис.Ш.I).

Обозначения, принятые на рис.Ш.I:
 J_3, Φ_3 - ток и магнитный поток задающей цепи зонда;
 E_0 - напряженность электрического поля, обусловленная магнитным потоком Φ_3 ;

$J_{cp}, J_{cp}^a, J_{cp}^p$ - токи, индуцированные в среде (вектор тока, его активная и реактивная составляющие);
 $E_{BT}, E_{BT}^a, E_{BT}^p$ - вторичная э.д.с., её активная и реактивная составляющие в приемной цепи зонда.

Рассмотрим более детально поведение вектора $E_{ВТ}$ при изменении проводимости среды (параметра P).

На рис.Ш.2 изображен годограф вектора $E_{ВТ}$ для двухкатушечного зонда в однородной среде. По оси абсцисс отложена активная составляющая вектора $E_{ВТ}$, по оси ординат - реактивная (взятая для удобства с обратным знаком). На годографе отмечены отдельные точки и приведены соответствующие им значения пара-



Р и с. Ш.2.

При измерении какой-либо составляющей E_{BT} используется фазовая селекция сигнала. Выбор измеряемой величины влияет на основные метрологические и технические показатели аппаратуры, к числу которых относятся следующие.

1. Верхний и нижний пределы измерения проводимости.
2. Глубинность исследования.
3. Вертикальная разрешающая способность при выявлении относительно тонких пластов, особенно пластов повышенного сопротивления, залегающих во вмещающих породах низкого сопротивления.
4. Характер градуировочной кривой.
5. Особенности схемы и конструкции.

метра P . При $\rho \approx 3,0$ значение модуля E_{BT} имеет максимум. Значение параметра P , при котором одна из составляющих вектора E_{BT} имеет максимум, определяется точкой касания годографа и прямой, перпендикулярной соответствующей оси. Для однозначности результатов верхний предел измерения проводимости не должен превышать значения, соответствующего максимуму измеряемой величины. В начале координат ($P \ll I$) годограф E_{BT} касается оси абсцисс, т. е. вторичная э.д.с. при малой проводимости имеет почти активный характер.

В принципе для измерения проводимости может быть использован любой из элементов вектора E_{BT} : модуль, фаза или одна из его составляющих (активная, реактивная, комплексная).

Верхний предел измерения удельного электросопротивления может быть ограничен из-за дрейфа нуля и наличия зоны нечувствительности детектирующего устройства.

В индукционном каротаже основной причиной ограничения верхнего предела удельных сопротивлений пород является недокомпенсация э.д.с. прямого поля E_0 и её дрейф ΔE_0 . Поскольку эти э.д.с. имеют реактивный характер (см. рис. Ш. I), то при измерении любой составляющей вектора E_{BT} , сдвинутой по фазе на угол ψ по отношению к активной, дрейф нуля

$$\Delta E = \Delta E_0 \sin \psi.$$

При измерении активной составляющей ($\psi = 0$) в идеальном случае дрейф нуля не зависит от э.д.с. прямого поля, однако в действительности следует учесть неточность фазовой настройки (ошибку установки начальной фазы и её дрейф), которая может быть порядка $1-2^\circ$. В среднем можно считать, что при измерении активной компоненты влияние нестабильности э.д.с. прямого поля ослабляется в $30+50$ раз. При измерении любой другой составляющей это ослабление либо отсутствует, либо мало.

Сама величина недокомпенсации прямого поля E'_0 при фазовой селекции сигнала большой роли не играет и может влиять на дрейф нуля лишь косвенно, через нестабильность фазы и коэффициента передачи.

При измерении модуля E_{BT} наличие начальной недокомпенсации приводит к нелинейности, которая внешне проявляется как потеря чувствительности при малых сигналах. Этот эффект объясняется тем, что при измерении модуля (амплитуды) сигнал E'_0 , имеющий реактивный характер, и сигнал E_{BT} , который при малой проводимости близок к активному, складываются векторно, т. е. в данном случае имеет место приближенное соотношение:

$$E_{изм} \approx \sqrt{(E'_0)^2 + (E_{bm})^2}. \quad (\text{Ш. I})$$

Поэтому при измерении модуля верхний предел ρ определяется такой проводимостью среды, при которой амплитуда вектора E_{BT} значительно превышает величину суммарного реактивного сигнала ($E'_0 + \Delta E_0$).

Помимо отмеченных причин ограничения верхнего предела из-

мерения, которые следует считать принципиальными, существуют и другие, связанные со свойствами измерительной схемы. Так, например, при использовании обычного амплитудного детектора имеется начальная зона нечувствительности, обусловленная нелинейностью характеристики детекторного устройства. При использовании фазочувствительного детектора она отсутствует.

Нижний предел измерения удельного электросопротивления определяется положением первого максимума на кривой, отражающей зависимость измеряемой величины от проводимости (параметра P). Значения P , при которых имеет место максимум измеряемой величины, приведены в следующей таблице.

Т а б л и ц а Ш. I

Измеряемая величина	Двухзатусечный зонд	Зонд типа 4ФI
Активная компонента	$\pi/2 = 1,57$	0,95
Реактивная компонента	$\pi = 3,14$	1,80
Модуль вектора E_{BT}	3,00	1,70
Комплексная компонента при $\psi = 30^\circ$	2,10	1,20

Глубинность исследования. Наибольшей глубиной обладает реактивная компонента, наименьшей – активная.

Вертикальная разрешающая способность. В средах с горизонтальными границами раздела тонкие пласты пород выделяются тем эффективнее, чем меньше глубинность. В результате явления скин-эффекта в исследуемых породах относительно низкого сопротивления сигнал быстро затухает, и это улучшает вертикальную разрешающую способность в высокочастотном индукционном каротаже. В этом смысле активная компонента обладает преимуществом по сравнению с другими элементами вектора E_{BT} , так как скин-эффект проявляется здесь сильнее (см. табл. Ш. I).

Характер градуировочной кривой. При малом параметре P активная компонента прямо пропорциональна проводимости ($E_{BT}^a = P^2 E_0$), реактивная более чувствительна к электросопротивлению среды:

$$E_{\theta m}^P \approx -\frac{2}{3} P^3 E_0, \quad (\text{Ш.2})$$

однако при малом параметре P величина $E_{\text{ВТ}}^P$ очень мала (см. например, рис. I.10^б). Зависимость модуля $E_{\text{ВТ}}$ от проводимости при малом параметре почти такая же, как и у активной компоненты, однако, как уже было отмечено, наличие реактивного сигнала, например, вследствие недокомпенсации прямого поля приводит к появлению нелинейности.

С увеличением электропроводности среды рост всех элементов вектора $E_{\text{ВТ}}$ замедляется, однако у реактивной, комплексной компоненты и модуля это замедление проявляется слабее, чем у активной компоненты. Фаза суммарного сигнала от среды при малых параметрах пропорциональна корню квадратному из электропроводности

$$(\alpha = P - \arctg \frac{P}{1+P}).$$

Особенности измерительной схемы и конструкции. Самой простой является схема, предназначенная для регистрации модуля $E_{\text{ВТ}}$, так как в ней используется простой амплитудный детектор. При этом не предъявляется никаких требований к стабильности фазы и отсутствуют элементы для её регулировки.

Схемы, предназначенные для регистрации любой из составляющих вектора $E_{\text{ВТ}}$, содержат фазочувствительный детектор и отличаются друг от друга только различной фазовой настройкой.

По своему объёму (количеству радиодеталей) схемы с амплитудным и фазочувствительным детектором примерно равноценны, так как первая требует большего усиления сигналов, а вторая - функционально сложнее.

Следует отметить, что к конструкции зондов аппаратуры, в которой регистрируется модуль вектора $E_{\text{ВТ}}$, реактивная или комплексная компонента, предъявляются повышенные требования по жесткости закрепления не только катушек, но и подводящих проводов, так как любые их перемещения вызывают изменения реактивного сигнала. В аппаратуре, регистрирующей активную компоненту, эти требования могут быть ослаблены.

Благодаря отмеченным преимуществам, регистрация активной компоненты получила наиболее широкое применение в индукционном каротаже.

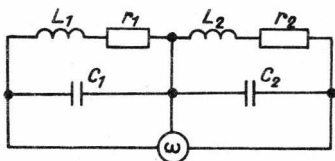
Вместе с тем, для расширения диапазона измерений в сторону более высокой проводимости, в последнее время предложены различные методы, использующие реактивную компоненту. Так, например, в патенте /15 / предлагается комбинированный способ измерений, предусматривающий регистрацию активной компоненты при малой проводимости и суммы активной и реактивной компонент при повышенной проводимости.

Увеличить предел измерения повышенных значений проводимости можно путем использования более низкой частоты, однако этот способ не всегда целесообразен, так как, во-первых, он связан с уменьшением уровня сигналов при низких электропроводностях среды, а во-вторых, - с ухудшением вертикальной характеристики.

Для расширения диапазона измерений в сторону низких проводимостей применяется высокочастотный индукционный каротаж.

§ 2. Возбуждающая цепь зонда ИК и выбор её электрических параметров

Зонды индукционного каротажа конструируются так, что требуемое соотношение магнитных моментов возбуждающих катушек обеспечивается определенным соотношением числа витков с равными площадями. При этом токи в последовательно соединенных катушках считаются равными. Наличие разного рода емкостей (межвитковые емкости, емкости между катушкой и экраном, емкости соединительных проводов), а также активных сопротивлений приводит к нарушению этого равенства, что равносильно нарушению расчетного соотношения моментов катушек. В гл. I было рассмотрено влияние погрешностей моментов катушек зонда на его фокусирующие свойства. При этом отмечалось, что устранение разбаланса прямого поля, вызванного нарушением расчетного соотношения моментов, в значительной степени восстанавливает заданные фокусирующие свойства. Тем не менее представляет интерес рассмотреть, каким образом и в какой степени наличие емкостей и активных сопротивлений влияет на токи в последовательно соединенных возбуждающих катушках зонда. Это особенно актуально для зондов ВК в связи с использованием повышенных частот.



Р и с. Ш.3.

Рассмотрим для простоты цепь состоящую из двух последовательно соединенных катушек индуктивности L_1 и L_2 , питаемых от источника переменного напряжения. Пренебрегая величиной взаимной индуктивности между катушками^{*}, можно составить следующую эквивалентную схему для этой цепи (рис. III.3).

На рис. Ш.3 r_1 и r_2 - активные сопротивления катушек индуктивности L_1 и L_2 , а c_1 и c_2 - их результирующие собственные емкости. Обозначив через J_{L_1} и J_{L_2} токи соответствующих индуктивностей, а через J_{C_1} и J_{C_2} - токи емкостей, можно написать следующие уравнения для напряжений в комплексной форме:

$$J_{L_1} (j\omega L_1 + r_1) = J_{C_1} \cdot \frac{1}{j\omega c_1} \quad (\text{Ш.3})$$

$$J_{L_2} (j\omega L_2 + r_2) = J_{C_2} \cdot \frac{1}{j\omega c_2} \quad (\text{Ш.4})$$

Согласно закону Кирхгофа,

$$J_{L_1} + J_{C_1} = J_{L_2} + J_{C_2} \quad (\text{Ш.5})$$

Подставляя в (Ш.5) выражения для токов J_{C_1} и J_{C_2} из (Ш.3) и (Ш.4), найдем следующее выражение для отношения токов через индуктивности L_2 и L_1 :

$$\frac{J_{L_2}}{J_{L_1}} = \frac{1 - \omega^2 L_1 c_1 + j\omega r_1 c_1}{1 - \omega^2 L_2 c_2 + j\omega r_2 c_2} \quad (\text{Ш.6})$$

Из выражения (Ш.6) вытекают два условия, соблюдение которых обеспечивает равенство токов J_{L_1} и J_{L_2} как по модулю, так и по фазе:

^{*} В зонах ИК размещение питающих катушек относительно друг друга обеспечивает пренебрежимо малую величину взаимной индуктивности между ними.

$$L_1 c_1 = L_2 c_2, \quad (\text{Ш.7})$$

$$r_1 c_1 = r_2 c_2. \quad (\text{Ш.8})$$

Первое из этих условий означает равенство резонансных частот $\omega_{p_1} = \frac{1}{\sqrt{L_1 c_1}}$ и $\omega_{p_2} = \frac{1}{\sqrt{L_2 c_2}}$ контуров, образованных соответственно индуктивностью L_1 - емкостью c_1 и индуктивностью L_2 - емкостью c_2 . Второе условие (Ш.8) означает равенство добротностей контуров (при $\omega_{p_1} = \omega_{p_2}$):

$$Q_1 = \frac{x_{c_1}}{r_1} = \frac{1}{\omega_{p_1} c_1 r_1} \quad \text{и} \quad Q_2 = \frac{x_{c_2}}{r_2} = \frac{1}{\omega_{p_2} c_2 r_2}.$$

Найдём активную и реактивную компоненты отношения $\mathcal{J}_{L_2} / \mathcal{J}_{L_1}$:

$$\frac{\mathcal{J}_{L_2}}{\mathcal{J}_{L_1}} = \frac{(1 - \lambda_1^2)(1 - \lambda_2^2) + \mu_1 \mu_2}{(1 - \lambda_2^2) + \mu_2^2} + j \frac{\mu_1(1 - \lambda_2^2) - \mu_2(1 - \lambda_1^2)}{(1 - \lambda_2^2) + \mu_2^2} = k - jm. \quad (\text{Ш.9})$$

Здесь $\lambda_1 = \frac{\omega}{\omega_{p_1}}$; $\lambda_2 = \frac{\omega}{\omega_{p_2}}$; $\mu_1 = r_1 \omega c_1$; $\mu_2 = r_2 \omega c_2$.

Мнимая компонента токов, описываемая соотношением (Ш.9), возбуждает в приемной цепи зонда э.д.с., фаза которой с точностью до $\pm \pi$ совпадает с фазой от сигнала, индуцируемого активной составляющей вторичного магнитного поля от среды, и не может быть скомпенсирована перемещением компенсационной катушки. Полагая $m = 0$, найдём условие отсутствия этой компоненты в токе \mathcal{J}_{L_2} :

$$\mu_1(1 - \lambda_2^2) = \mu_2(1 - \lambda_1^2) \quad (\text{Ш.10})$$

или

$$r_1 c_1 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{p_2}} \right)^2 \right] = r_2 c_2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{p_1}} \right)^2 \right]. \quad (\text{Ш.10}^3)$$

Обычно соблюдаются соотношения

$$\frac{\omega}{\omega_{p_1}} \ll 1 \quad \text{и} \quad \frac{\omega}{\omega_{p_2}} \ll 1. \quad (\text{Ш.11})$$

Поэтому

$$m \approx \frac{\mu_1 - \mu_2}{1 + \mu_2^2}. \quad (\text{Ш. I2})$$

Оценим величину активного сигнала. Считая L_1 главной, а L_2 — фокусирующей катушкой зонда индукционного каротажа типа 4Ф1, из (Ш.9) можно найти относительную величину начального активного сигнала в приемной цепи зонда. Так как прямое поле катушки L_2 примерно в 1,7 раза больше прямого поля катушки L_1 , можно записать следующее соотношение:

$$\frac{E_{акт}}{E_0} \approx 1,7. \quad (\text{Ш. I3})$$

Используя (Ш. I3), вычислим величину активного сигнала при следующих параметрах: $r_1 = 10 \text{ Ом}$, $r_2 = 3 \text{ Ом}$, $c_1 = 10 \text{ пФ}$, $c_2 = 5 \text{ пФ}$, $\omega = 2\pi \cdot 10^6$, $E_{акт} = 0,8 \cdot 10^{-3} E_0$.

Из приведенного примера видно, что активная компонента тока в возбуждающей катушке может вызвать появление э.д.с., синфазной с полезным сигналом от среды, величина которой составляет доли процента от э.д.с. прямого поля главной питающей катушки зонда. Во избежание появления этого сигнала необходимо стремиться к выполнению условия (Ш.8).

Отношение синфазных составляющих токов J_{L_2} и J_{L_1} определяется величиной k в выражении (Ш.9). Положив $k = 1$, найдём условие их равенства:

$$(1 - \lambda_2^2)(\lambda_2^2 - \lambda_1^2) + \mu_2(\mu_1 - \mu_2) = 0. \quad (\text{Ш. I4})$$

При реальных параметрах возбуждающих катушек последним слагаемым в (Ш. I4) можно пренебречь. Исходя из этого, получим условие равенства синфазных компонент токов J_{L_1} и J_{L_2} :

$$L_2 = L_1. \quad (\text{Ш. I4}^a)$$

Таким образом, для соблюдения равенства синфазных компонент токов последовательно включённых катушек требуется в основном равенство их частот собственного резонанса, а для отсутствия мнимой компоненты — равенство произведений собственной емкости на сопротивление потерь.

Синфазные составляющие токов J_{L_1} и J_{L_2} определяют "полезные" магнитные моменты катушек, их равенство является важным условием сохранения фокусирующих свойств зонда и соответствия его геометрического фактора расчетным данным. Оценим, например, какая точность соблюдения электрических параметров возбуждающих катушек зонда необходима для того, чтобы отношение токов в катушках отличалось, в соответствии с рис. П.18 и формулой (П.30), не более чем на 0,25%.

Положив в (Ш.9) $|k - 1| \leq 0,0025$ и пренебрегая малыми слагаемыми, получим:

$$|k - 1| \approx \left| \left(\frac{\omega}{\omega_{p_2}} \right)^2 - \left(\frac{\omega}{\omega_{p_1}} \right) \right| \leq 0,0025. \quad (\text{Ш.15})$$

После несложных преобразований имеем следующее неравенство:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_{p_1}} \right)^2 \left[\frac{\omega_{p_2} - \omega_{p_1}}{\omega_{p_1}} \cdot \frac{2 + \frac{\omega_{p_2} - \omega_{p_1}}{\omega_{p_1}}}{\left(1 + \frac{\omega_{p_2} - \omega_{p_1}}{\omega_{p_1}} \right)^2} \right] \leq 0,0025.$$

Введя обозначение $\gamma = \frac{\omega_{p_2} - \omega_{p_1}}{\omega_{p_1}}$, получим:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_{p_1}} \right)^2 \frac{\gamma(2 + \gamma)}{(1 + \gamma^2)^2} \leq 0,0025. \quad (\text{Ш.15}^a)$$

Вычисленные значения γ ($\omega_{p_2} > \omega_{p_1}$) приведены в табл.Ш.2. Значения ω / ω_{p_1} , выбраны произвольно.

Т а б л и ц а Ш.2

ω / ω_{p_1}	0,1	0,2	0,3
$\frac{\omega_{p_2} - \omega_{p_1}}{\omega_{p_1}}$	0,15	0,03	0,01

Из табл.Ш.2 видно, что чем больше собственная резонансная частота главной возбуждающей катушки отличается от рабочей частоты (ω), тем меньше требуемая точность соблюдения условия $\omega_{P_1} = \omega_{P_2}$. Таким образом, чем меньше индуктивность катушек возбуждающей цепи, тем больше гарантия в сохранении расчетных значений фокусирующих свойств зонда.

Практически измерение с высокой точностью токов, протекающих через катушки, сопряжено с большими трудностями. Особенно это относится к зондам ВИК. В связи с этим необходимо стремиться к выполнению условий (Ш.7), (Ш.8) и (Ш.II). При исследованиях необходимо обращать внимание на то, чтобы емкость, вносимая измерительными приборами, не оказывала заметного влияния на результаты измерения. В связи с тем, что электрические помехи в значительной мере зависят от конструкции зонда, следует по возможности проводить измерения на макете, близком по конструкции к окончательному образцу. Во всяком случае, при снятии электрических характеристик зонда нужно стремиться использовать подводящие провода с той же величиной распределенной емкости, а электрические экраны того же типа и размеров, что и в окончательном варианте. При измерении частоты собственного резонанса какой-либо катушки зонда желательно разорвать цепи включенных с нею последовательно катушек.

Иногда при определении электрических параметров целесообразно пользоваться экспериментально-расчетными методами: например, измерив параметры главной катушки, определить параметры остальных путем пересчета. Для выполнения условий (Ш.7) и (Ш.8) может потребоваться искусственное включение дополнительных конденсаторов и резисторов в отдельные участки зонда. Эти операции нежелательны, особенно в тех случаях, когда зондовое устройство размещается в маслonaполненном контейнере или защищается неразборным жестким покрытием. Поэтому лучше идти путем использования, там где это необходимо, обмоточных проводов другого сечения и подводящих проводов, различающихся величиной распределенной емкости. В зондах с маслonaполненной конструкцией вместо конденсаторов, например, можно использовать отрезок коаксиального провода.

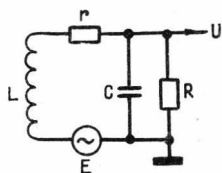
Основные выводы, сделанные в отношении питающих катушек зондов ИК, справедливы также и для приемных цепей, содержащих

более одной катушки, так как полезным сигналом в них является суммарное напряжение этих катушек, зависящее от тех же электрических параметров.

§ 3. Приемная цепь зонда ИК и выбор её электрических параметров

Современные скважинные приборы работают при изменении температуры окружающей среды в широких пределах (от -40°C до $+200^{\circ}\text{C}$ и более). Вследствие этого приемная цепь индукционного зонда при неудачном выборе параметров может вносить большие погрешности в результаты измерений.

Рассмотрим некоторые вопросы выбора параметров приемной цепи.



Р и с. Ш.3^а.

На рис. Ш.3^а изображена электрическая схема, по которой построена или к которой в большинстве случаев может быть приведена приемная цепь. На рис. Ш.3^а введены следующие обозначения:

L и r — индуктивность и активное сопротивление приемных катушек;

C — суммарная емкость приемной цепи, состоящая из собственной емкости катушек,

емкости подводящих проводов, монтажа и емкости конденсатора, если таковой имеется; R — входное сопротивление последующей схемы.

Э.д.с. E , наводимая в витках приемной катушки, прямо пропорциональна напряженности переменного магнитного поля H :

$$E = -\mu \omega S H, \quad (\text{Ш.16})$$

где μ — магнитная проницаемость;

ω — круговая частота поля;

S — суммарная площадь витков катушки.

Входной величиной измерительной схемы является напряжение u . В дальнейшем рассмотрим коэффициент передачи приемной цепи K и его стабильность:

$$K = \frac{u}{E} = K e^{-j\varphi}, \quad (\text{Ш.17})$$

где K - модуль коэффициента передачи (в дальнейшем для сокращения будем называть его коэффициентом передачи);
 φ - сдвиг по фазе между u и E .

Выражения для модуля и фазы коэффициента передачи приемной цепи имеют вид:

$$K = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{r}{R} - \omega^2 L c\right)^2 + \left(\frac{\omega L}{R} + \omega c r\right)^2}}, \quad (\text{Ш.18})$$

$$\varphi = \arctg \left(\frac{\frac{\omega L}{R} + \omega c r}{1 + \frac{r}{R} - \omega^2 L c} \right). \quad (\text{Ш.19})$$

Обычно входное сопротивление измерительной схемы достаточно велико и его шунтирующим влиянием можно пренебречь. Полагая в (Ш.18) и (Ш.19) $R \rightarrow \infty$ и производя несложные преобразования, получаем следующие выражения для K и φ :

$$K = \frac{Q \frac{\omega_0}{\omega}}{\sqrt{1 + Q^2 \alpha^2}}, \quad (\text{Ш.18}^a)$$

$$\varphi = \arctg Q \cdot \alpha + \frac{\pi}{2}, \quad (\text{Ш.19}^a)$$

где

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r} \quad - \text{добротность контура};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L c}} \quad - \text{частота собственного резонанса};$$

$$\alpha = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad - \text{относительная расстройка}.$$

Стремление повысить чувствительность магнитоприемника путем увеличения числа витков приводит к тому, что увеличивается

индуктивность L и емкость C . Поэтому частота собственного резонанса ω_0 падает и становится соизмеримой с рабочей частотой ω . Сближение частот ω_0 и ω вызывает резонансные явления и может быть причиной неустойчивости коэффициента передачи.

Введем параметр $\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0}$.

Под действием высокой температуры происходит изменение величин ω и ω_0 , а также Q .

Неустойчивость коэффициента передачи и фазового сдвига приемной цепи может быть вычислена с использованием следующих формул:

$$\frac{\partial K}{\partial \varepsilon} = \frac{2Q^3 \left(\frac{1}{\varepsilon^2} - 1 \right) - \frac{Q}{\varepsilon^2}}{(1 + Q^2 a^2)^{3/2}}, \quad (\text{Ш.20})$$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial \varepsilon} = \frac{Q \left(1 + \frac{1}{\varepsilon^2} \right)}{1 + Q^2 a^2}, \quad (\text{Ш.21})$$

$$\frac{\partial K}{\partial Q} = \frac{1}{\varepsilon (1 + Q^2 a^2)^{3/2}}, \quad (\text{Ш.22})$$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial Q} = \frac{a}{1 + a^2 Q^2}. \quad (\text{Ш.23})$$

При соблюдении условия

$$a^2 Q^2 \gg 1 \quad (\text{Ш.24})$$

формулу (Ш.18^а) можно заменить следующим приближенным выражением:

$$K = \left| \frac{1}{\varepsilon^2 - 1} \right|. \quad (\text{Ш.18}^b)$$

Формула (Ш.18^б) дает погрешность не более 1% уже при соблюдении условий $Q \geq 20$ и $1,2 \leq \varepsilon \leq 0,85$.

При соблюдении условия (Ш.24) формулы (Ш.20) и (Ш.23) упрощаются и приводятся к следующему виду:

$$\frac{\partial K}{\partial \varepsilon} = \frac{2 \left(\frac{1}{\varepsilon^2} - 1 \right)}{|a|^3}, \quad (\text{Ш.20}^a)$$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial \varepsilon} = \frac{1 + \frac{1}{\varepsilon^2}}{Q \alpha^2}, \quad (\text{ш.21}^a)$$

$$\frac{\partial K}{\partial Q} = \frac{1}{\varepsilon Q^3 / \alpha^3}, \quad (\text{ш.22}^a)$$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial Q} = \frac{1}{\alpha Q^2}, \quad (\text{ш.23}^a)$$

где $\alpha = \left(\varepsilon - \frac{1}{\varepsilon} \right)$.

Для численного определения погрешностей необходимо задаться изменением величин ε и Q при изменении температуры, например, на 100°C .

Обычно в качестве магнитоприемников в аппаратуре индукционного каротажа используются катушки без магнитных сердечников с однослойной намоткой провода.

Индуктивность таких катушек достаточно стабильна, поэтому нестабильность ω_0 определяется в основном нестабильностью собственной емкости контура, состоящей из емкости катушки и подводящих проводов.

Можно считать, что при использовании в качестве частотно-задающих элементов генераторов ВЧ наиболее термостабильных слюдяных конденсаторов и индуктивностей на основе альсифера уход частоты при изменении температуры на 100°C достигает $\pm 0,5\%$. Учитывая также возможную нестабильность ω_0 , следует принять величину нестабильности ε порядка 1% .

Добротность Q в указанном диапазоне частот определяется в основном потерями в проводнике. Как показано в работе /7/, потерями, вносимыми в контур в результате влияния проводимости окружающей среды, можно пренебречь. Поэтому величина добротности и её нестабильность определяются, в первую очередь, материалом провода. При изготовлении катушек из медного провода может быть получена достаточно высокая добротность (50+150), однако в этом случае в связи с большим температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) меди изменение добротности составляет око-

ло 30% на 100°C . При изготовлении катушек из термостабильного провода высокого сопротивления (константан, манганин) величина добротности имеет значения порядка первых единиц.

В этом случае влиянием нестабильности потерь можно пренебречь. Изменение добротности определяется изменением собственной резонансной частоты и емкости контура и имеет порядок 1% на 100°C .

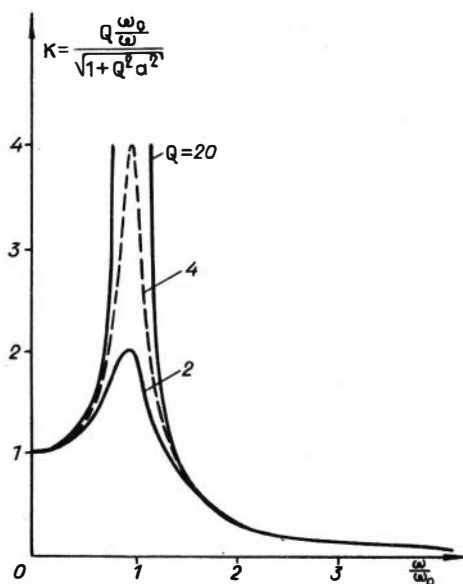
Рассмотрим теперь различные режимы работы приемной цепи в аппаратуре индукционного каротажа при двух основных видах детектирования: 1) при детектировании модуля сигнала вторичного поля (амплитудное детектирование) и 2) при детектировании активной компоненты сигнала вторичного поля (фазочувствительное детектирование).

I. Амплитудное детектирование

При этом виде измерений фаза сигнала не влияет на результат, поэтому погрешность определяется только нестабильностью K . Таким образом, задача сводится к определению относительной нестабильности $\Delta K/K$, вызванной воздействием температуры при различных параметрах приемного контура ϵ и Q .

а. Случай высокой добротности ($Q \geq 20$). Поскольку функция $K(\epsilon)$ при $\epsilon \approx 1$ в соответствии с (Ш.18^а) близка к резонансной кривой последовательного контура, ясно, что приемлемой стабильности K при настроенном контуре получить нельзя. Поэтому при высокой добротности практический интерес представляет только ненастроенный контур. При $\frac{\omega}{\omega_0} < 0,5$ и $\frac{\omega}{\omega_0} > 1,5$ формулу (Ш.18^а) можно с достаточной для анализа точностью заменить формулой (Ш.18^б). Из этой формулы следует, что K не зависит от добротности и, следовательно, приемная катушка зонда может изготавливаться из медного провода, обеспечивающего относительно высокую величину добротности. В этом случае, несмотря на высокое значение температурного коэффициента удельного электросопротивления меди ($0,0043 \text{ град}^{-1}$), заметное изменение активного сопротивления медного провода катушки может не приниматься во внимание.

На рис. Ш.4 изображены кривые $K(\frac{\omega}{\omega_0})$ для трех значений



Р и с. Ш.4.

добротности контура, построенные в соответствии с (Ш.18^а). Кривая, соответствующая $Q = 20$, показывает, что частота собственного резонанса ω_0 может быть как больше, так и меньше ω . Однако если $\frac{\omega}{\omega_0} > 1$, то при $K \approx 1$ крутизна кривой $K(\frac{\omega}{\omega_0})$ слишком велика. При уменьшении собственной частоты контура ($\omega_0 < \omega$), например, вследствие увеличения числа витков катушки, коэффициент передачи (K) падает, становясь меньше единицы. При этом выигрыша в величине сигнала нет. Если $\frac{\omega}{\omega_0} < 1$, то K стремится к единице, имея малую крутизну уже при $\frac{\omega}{\omega_0} \leq 0,5$.

В табл. Ш.3 даны значения K для различных отношений $\frac{\omega}{\omega_0}$ и соответствующие им значения относительной нестабильности коэффициента передачи $\frac{\Delta K}{K}$ при изменении температуры на 100°C , когда $\frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} = \pm 0,01$.

Т а б л и ц а Ш.3

$\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0}$	K	$\frac{\Delta K}{K} (\%)$
0,32	1,11	$\pm 0,23$
0,50	1,33	$\pm 0,66$
0,71	2,00	$\pm 2,00$
1,41	1,00	$\pm 4,00$

При вычислениях использованы формулы (Ш.18^б) и (Ш.20^а).

Из табл. Ш.3 следует, что для получения приемлемой стабильности коэффициента передачи частота собственного резонанса должна быть, по меньшей мере, в два раза выше частоты сигнала.

б. Случай низкой добротности ($Q = 1-4$). В этом случае практический интерес представляет только режим, близкий к резонансному, так как при этом можно получить коэффициент передачи $K > 1$ при достаточно высокой стабильности.

Поскольку коэффициент передачи K в этом случае зависит от параметра ε и добротности Q , использование медного провода в катушке недопустимо. Применение высокоомного термостабильного провода резко уменьшает добротность Q и одновременно стабилизирует её величину.

Приравняв нулю числитель формулы (Ш.20), найдём соотношение между ε и Q , при котором функция $K(\varepsilon)$ имеет максимум:

$$\varepsilon = \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \quad (Ш.25)$$

При $Q \geq 5$ максимум $K(\varepsilon)$ наступает при значении ε , очень близком к единице, т.е. при резонансе. Однако при меньших значениях добротности точки резонанса и максимума $K(\varepsilon)$ заметно различаются. Так, при $Q = 1$ максимум имеет место при частоте $\omega = 0,707 \omega_0$.

Расчет K и $\frac{\Delta K}{K}$ производился с использованием формул (Ш.18^а) и (Ш.22). Погрешность $\Delta K / K$ определялась как сумма погрешностей, вызванных изменением ε и Q .

Значения максимумов функции $K(\varepsilon)$ и соответствующие им суммарные погрешности $\Delta K / K$ приведены ниже ($\Delta t = 100^\circ\text{C}$) в табл. Ш.4.

Т а б л и ц а Ш.4

Q	ε	K	$\frac{\Delta K}{K} 100\%$
1	0,71	1,15	0,7
2	0,93	2,06	1,1
3	0,97	3,04	1,4
4	0,98	4,04	1,7

Таким образом, при низкой добротности за счет резонанса можно добиться значительного повышения коэффициента передачи приемной цепи. При этом по сравнению со случаем высокой добротности выигрыш в чувствительности получается в результате увеличения не только коэффициента передачи, когда $(E < I, 3+I, 2)$, но и коэффициента преобразования приёмной цепи, который пропорционален числу витков, а значит, и величине индуцированной в катушке э.д.с. E .

Следовательно, при амплитудном детектировании целесообразно приемную катушку выполнять из термостабильного провода (с малым температурным коэффициентом удельного электросопротивления). Этим обеспечивается удовлетворительная термостабильность и повышение чувствительности в 2-5 раз вследствие настройки приемной цепи на максимум сигнала с помощью конденсатора. Вместе с тем величина добротности, зависящая от рабочей частоты и конструкции катушки, не должна быть более 4 ($Q \leq 4$).

П. Фазочувствительное детектирование

При фазочувствительном детектировании выходной сигнал пропорционален амплитуде входного сигнала и косинусу угла сдвига фаз:

$$N = c \cos(\varphi + \Delta\varphi), \quad (\text{Ш.26})$$

где φ - фазовый угол между активной компонентой и амплитудным значением э.д.с., индуцированной суммарным магнитным полем от среды;

$\Delta\varphi$ - дополнительный фазовый сдвиг, обусловленный нестабильностью измерительного тракта;

c - коэффициент пропорциональности.

Относительная погрешность, вызванная наличием $\Delta\varphi$, зависит от φ и может быть рассчитана по формуле

$$\frac{\Delta N}{N} = \frac{\cos(\varphi + \Delta\varphi)}{\cos\varphi} - 1. \quad (\text{Ш.27})$$

Угол φ , являясь функцией электрических свойств окружающей среды, может монотонно изменяться от нуля (непроводящая среда)

до некоторого значения. В практике ИК его величина может достигать $30+45^{\circ}$. Поскольку при $\Delta\varphi$ погрешность увеличивается с ростом φ , допустимый сдвиг $\Delta\varphi$ должен быть установлен для максимального значения угла φ . При $\varphi = 45^{\circ}$ и $\Delta\varphi = I^{\circ}$ $\frac{\Delta N}{N} = 1,5\%$. Этот пример показывает, что для обеспечения достаточной точности измерения необходимо, чтобы нестабильность фазы не превышала I° .

Поскольку все, что было сказано в предыдущем разделе об амплитуде сигнала, справедливо и при фазочувствительном детектировании, то ниже мы рассмотрим только фазовые погрешности.

а. Случай высокой добротности ($Q \geq 20$). Величина фазового сдвига (φ) приемной цепи определялась в зависимости от добротности и относительной частотной расстройки ($\alpha = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$) для различных отношений $\frac{\omega}{\omega_0}$ по формуле (Ш.19^а).

Нестабильность фазы оценивалась как сумма нестабильностей определяемых формулами (Ш.21^а) и (Ш.23^а). В табл.Ш.5 приведены результаты расчета для двух значений добротности приемной цепи.

Т а б л и ц а Ш.5

ε	$Q = 20$		$Q = 100$	
	φ°	$\Delta\varphi^{\circ}$	φ°	$\Delta\varphi^{\circ}$
0,32	1,0	0,06	0,25	0,002
0,50	2,0	0,11	0,50	0,010
0,71	4,0	0,24	1,00	0,027

Данные табл.Ш.5 показывают, что сдвиг фазы и нестабильность фазы для рассмотренных параметров незначительны.

б. Случай низкой добротности ($Q < 5$). Для данного случая расчет производился по формулам (Ш.19^а), (Ш.21) и (Ш.23).

В табл.Ш.6 даны значения фазового сдвига и его суммарной нестабильности для значений $\frac{\omega}{\omega_0}$, соответствующих максимуму функции $K(\frac{\omega}{\omega_0})$.

Т а б л и ц а Ш.6

Q	ε	φ^0	$\Delta\varphi^0$
1,0	0,71	54,7	1,1
2,0	0,93	75,0	2,3
3,0	0,973	80,7	3,4
4,0	0,985	83,0	4,6

Из табл.Ш.6 видно, что нестабильность фазы растет с увеличением добротности и уже при $Q > 1$ превышает допустимую величину относительной погрешности сигнала на выходе приемной цепи ($\frac{\Delta N}{N} = 1,5\%$), поскольку $\Delta\varphi > 1^\circ$.

Итак, при фазочувствительном детектировании целесообразно использовать приемную цепь с высоким значением добротности, что способствует уменьшению фазовых сдвигов в ней. При этом необходимо, чтобы собственная резонансная частота приемной цепи, с учетом всех схемных емкостей, была, как минимум, в два раза выше, чем частота регистрируемого сигнала ($\omega_0/\omega \geq 2$).

В аппаратуре индукционного каротажа, использующей несколько различных частот, может быть применена одна общая приемная цепь (катушка) для всех каналов. При этом соотношение $\omega_0 \geq 2\omega$ относится к высшей рабочей частоте.

§ 4. О некоторых мерах, способствующих повышению стабильности аппаратуры ВМК

Применение в аппаратуре высокочастотного индукционного каротажа резонансных или фильтрующих устройств, фазовых или амплитудно-фазовых корректирующих схем требует особого внимания к выбору конструкционных материалов и элементов схем как на этапе конструирования, так и эксплуатации прибора.

Выражение для собственной частоты колебательного контура в зависимости от индуктивности, емкости и активного сопротивления имеет следующий вид:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L C} - \frac{r_L^2}{4 L^2},$$

где L - полная индуктивность;
 C - полная емкость;
 r_L - полное активное сопротивление.

Аналитическое исследование выражения для частоты колебательного контура, а также эксперименты, выполненные на реальных схемах прибора, позволили выделить несколько видов воздействий, влияющих на изменение параметров резонансных цепей: механические, электромагнитные, структурные, температурные и влияние режима работы.

Механические воздействия типа сотрясений, ударов, изгибов и т.п. могут проявляться как при транспортировке прибора, так и при спуско-подъёмных операциях на скважине. Эти воздействия на элементы прибора вызывают постоянные или переменные деформации, в конечном итоге изменяя первоначальные параметры высокочастотных цепей. В связи с этим вопросы вибропрочности и ударопрочности учитывались при конструировании аппаратуры ВИК.

Электромагнитные воздействия связаны с электростатическими и индуктивными наводками в элементах резонансных цепей. Например, электростатические экраны, защищающие возбуждающие и приемные катушки и цепи зонда, могут менять индуктивность катушек, если не обеспечить надежного их заземления и крепления. Для обеспечения жесткой конструкции электростатических экранов металлические полоски закрепляются на стеклотекстолитовом цилиндре, сохраняющем прочность и линейные размеры при тепловом воздействии окружающей среды вплоть до 200°C . Такой экран с высокой надежностью фиксируется на диэлектрической основе зонда.

К электромагнитным воздействиям следует отнести также воздействия, связанные с недостаточно эффективным заземлением высокочастотных элементов схемы генератора и других высокочувствительных участков схемы прибора металлическими крышками-экранами. Экранные крышки корпуса генераторного устройства и измерительно-преобразовательного блока имеют надежное заземление, обеспечиваемое, в частности, достаточным количеством болтовых креплений и соответствующим антикоррозийным покрытием, предупреждающим появление плохопроводящих плёнок.

Электромагнитные воздействия могут проявляться, кроме того, при использовании разнородных металлов для изготовления

шасси, крышек-экранов и других крепящих и несущих конструкций. Особенность этих воздействий проявляется в нарушении условий надежного электрического контакта между деталями при колебаниях температуры ($-20^{\circ}\text{C} + +150^{\circ}\text{C}$). Например, такой эффект экспериментально подтверждался при использовании фланцев из сплавов алюминия, конструктивно выполнявших роль соединительных элементов между шасси генераторных и усилительных устройств, изготовленных из кадмированной латуни (стали).

Воздействия электромагнитного характера сказываются при пайке элементов высокочастотных цепей оловянными припоями, что особенно заметно на высоких частотах при сплошном покрытии токонесущих поверхностей за счет изменения электропроводности. Как известно, электропроводность припоя равна $0,706 \cdot 10^{-7} \text{ I/Ohm}\cdot\text{m}$, т.е. в 8 раз ниже, чем у меди. С ростом температуры электропроводность материала припоя ухудшается в большей степени, чем у меди, и зависит от типа припоя. Рост сопротивления при использовании оловянно-свинцовых припоев приводит к ухудшению добротности резонансной цепи, к ухудшению условий заземления высокочастотных цепей с повышением температуры.

Наиболее эффективным средством ликвидации такого рода воздействий является электросварка мест соединения особо ответственных элементов и мест заземления высокочастотных цепей.

Структурные воздействия влияют на частоту колебательной системы посредством внутренних изменений материала каркасов катушек индуктивности, плат для крепления высокочастотных частей элементов контура и т.п. Во избежание этих явлений в конструкции основы зонда, например, используются стеклопластиковые материалы с достаточно устойчивыми диэлектрическими и термическими параметрами. Этими же качествами обладают несущие конструкции электронных блоков прибора.

К воздействиям окружающей среды следует отнести температуру и влажность, причем наибольшие изменения параметров могут быть связаны с колебаниями температуры.

Заметного уменьшения влияния температуры на изменение активного сопротивления соленоидов (индуктивностей) можно достигнуть в некоторых случаях заменой медного провода проводом из отожженного манганина. При этом следует считаться с ухудшением добротности резонансных цепей. Однако таким способом

достигается главный эффект - активное сопротивление катушек практически остается неизменным в интервале рабочих температур скважинного прибора. Вместе с тем стабильность параметров высокочастотных цепей при воздействии температуры достигается, главным образом, выбором технологии и конструкции колебательных контуров. Ниже остановимся на основных элементах, влияющих на параметры резонансного контура (фильтра).

Влияние индуктивности. Как известно, индуктивность витка из провода круглого сечения при частоте выражается формулой Кирхгофа:

$$L = 2\pi D \left(2,3026 \lg \frac{8D}{d} 2 + \rho \right),$$

где D - диаметр витка;

d - диаметр провода;

ρ - функция диаметра провода, частоты и удельного сопротивления ρ .

Формула Кирхгофа дает хорошие результаты к количественной оценке индуктивности витка при $d/D < 0,2$. Как правило, параметр ρ значительно меньше единицы и незначительно меняется с температурой при использовании медного провода.

Следовательно, изменения индуктивности связаны, в основном, с изменением диаметра витка. Такого рода воздействия вызваны тепловым расширением металла, из которого изготовлен виток. Так, например, коэффициент линейного расширения марганца равен $18 \cdot 10^{-6}$ 1/град (у меди - $17 \cdot 10^{-6}$ 1/град). При перепаде температур, равном 170°C , линейное расширение витков катушек зонда увеличивает диаметр на 0,3%. Подобное воздействие температуры может оказывать в отдельных случаях заметное влияние на резонансные свойства контуров. Уменьшить влияние, вызванное изменением диаметра витков, удается сравнительно простым технологическим приемом. Он заключается в том, что витки катушки наматывают отожженным (мягким) проводом, а затем закрывают трубчатым цилиндром из термостойкого диэлектрика (фторопласт), который имеет тугую посадку на витках катушки. Такая конструкция дает возможность виткам катушки перемещаться более свобод-

но в осевом направлении при тепловом расширении провода. При этом растет длина катушки, что приводит к уменьшению индуктивности. Этот эффект, подтвержденный экспериментально, следует из анализа выражения для индуктивности однослойной катушки в соответствии с формулой Нагаока:

$$L = \frac{D^2 n^2}{b} K,$$

где b - длина катушки.

С увеличением длины намотки катушки индуктивность уменьшается.

После нескольких циклов прогрева и охлаждения катушки удаётся добиться достаточно малых значений ухода индуктивности от первоначальной величины при воздействии температуры.

Влажность оказывает заметное влияние на величину собственной емкости катушек, на сопротивление изоляторов, изменяя, в конечном счете, частоту и амплитуду тока. Влияние влажности на высокочастотные цепи значительно ослабляется после покрытия их специальными защитными лаками.

§ 5. Построение измерительной схемы

Выбор схемы измерения зависит от многих факторов. К их числу, в первую очередь, относятся следующие.

1. Способ передачи информации от скважинного прибора в наземную часть аппаратуры, зависящий от числа каналов, типа кабеля и других факторов.

2. Вид измеряемой величины (модуль вектора $E_{ВТ}$ или его составляющая).

3. Требования к термо- и баростойкости прибора.

4. Допустимые габариты прибора.

5. Требования к точности, унификации и др.

Способы передачи электрических сигналов на поверхность по кабелю можно разделить на следующие.

1. Непосредственная передача сигналов (переменных, постоянных, импульсных) по кабелю.

2. Передача сигналов посредством телеметрических систем

(системы с частотной модуляцией – ЧМ, частотно-импульсной – ЧИМ, с временным уплотнением каналов и др.).

При непосредственной передаче сигналов в многоканальной аппаратуре требуется многожильный каротажный кабель высокого качества, а помехоустойчивость такого способа передачи информации невелика.

Среди телеметрических систем, применяемых в практике каротаж, наибольшее распространение получила система с частотной модуляцией и частотным разделением каналов, позволяющая работать с любым типом кабеля.

В этой системе входными являются сигналы переменного напряжения низкой частоты, которые управляют частотой генератора (частотного модулятора). В наземной измерительной панели частотно-модулированные сигналы преобразуются снова в переменное напряжение низкой частоты, которое выпрямляется с помощью синхронного (фазочувствительного) детектора. Таким образом, помимо частотного разделения колебаний, здесь используется еще фазовая селекция сигналов низкой частоты. Помехозащищенность этой системы весьма высока.

При использовании системы ЧМ в аппаратуре индукционного каротажа необходимо преобразование высокочастотного сигнала в сигнал низкой частоты.

Возможны два варианта такого преобразования.

1. Получение постоянной составляющей высокочастотного напряжения с последующим преобразованием его в напряжение низкой частоты.

2. Модуляция высокочастотного сигнала напряжением низкой частоты и последующее его детектирование.

Второй вариант является более предпочтительным по следующим причинам. Во-первых, реализация схем постоянного тока в термостойкой аппаратуре встречает значительные трудности из-за дрейфа нуля. Во-вторых, модуляция высокочастотного сигнала позволяет исключить в ряде случаев помехи высокой частоты.

В зависимости от типа детектора, стабильности модулирующего напряжения и некоторых других факторов может быть рекомендован один из следующих видов модуляции.

1. Амплитудная модуляция по гармоническому закону (тональная амплитудная модуляция).

2. Амплитудная модуляция по закону меандра /амплитудная манипуляция/.
3. Фазовая модуляция по гармоническому закону /тональная фазовая модуляция/.
4. Фазовая модуляция по закону меандра /фазовая манипуляция/.

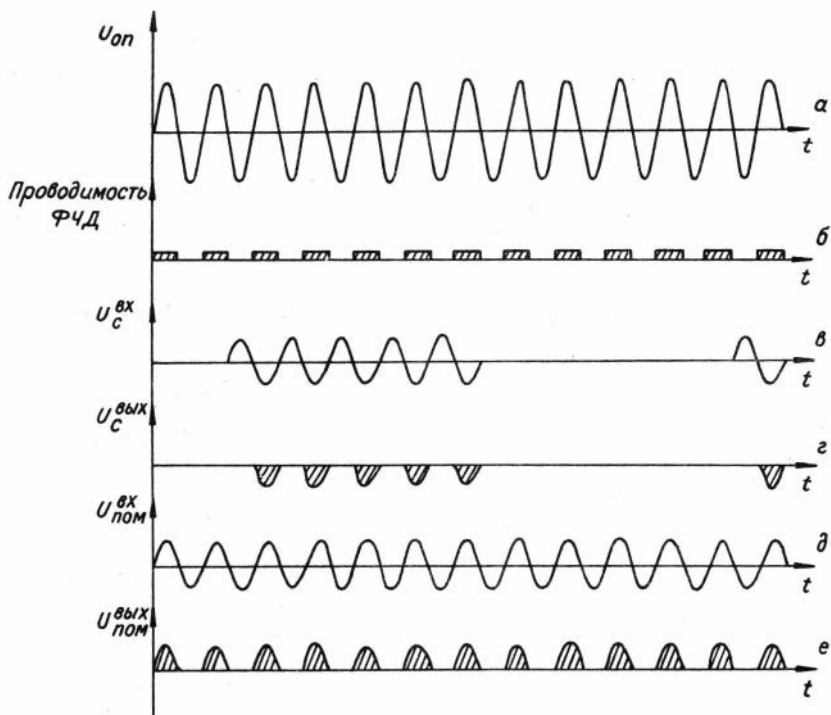
При использовании обычного амплитудного детектора (измерение модуля вектора $E_{ВТ}$) может быть применен один из видов амплитудной модуляции, а при использовании фазочувствительного детектора - любой из упомянутых видов модуляции.

С точки зрения формы сигнала, поступающего на вход системы ЧМ, предпочтительнее иметь гармоническое напряжение: в этом случае спектр частотно-модулированного колебания меньше. Однако модуляция меандром (манипуляция) имеет весьма важное преимущество: она позволяет резко снизить требования к стабильности амплитуды модулирующего напряжения, повысить точность измерений (см. § 6, гл.Ш). Поэтому эта разновидность модуляции весьма важна для практической реализации.

При амплитудных измерениях (измерении модуля $E_{ВТ}$) в принципе, модулировать можно либо сигнал, либо поле (ток) задающей цели зонда: в обоих случаях сигнал после детектора по форме близок к модулирующему воздействию (оглабующей высокочастотного сигнала). Технически проще осуществить модуляцию сигнала. При фазочувствительном детектировании (ФЧД) помимо этого имеется возможность модулировать опорное напряжение ФЧД - в каждом из этих случаев модуляции происходит преобразование высокочастотного сигнала, поступающего на вход ФЧД, в низкочастотный, образующийся на его выходе.

Однако этим не исчерпывается роль модуляции в аппаратуре ВИК. Во многих случаях она является дополнительным средством борьбы с высокочастотными помехами.

Пусть, например, на вход ФЧД поступает амплитудно-модулированный сигнал, а к цепи управления подведено немодулированное напряжение той же частоты и фазы (см.рис.Ш.5^а и Ш.5^в). Возьмем для простоты ФЧД ключевого типа, проводимость которого изменяется синхронно с управляющим опорным напряжением от нуля до бесконечности. На временной диаграмме (рис.Ш.5^б) проводящее



Р и с. Ш.5.

состояние детектора соответствует положительным полуволнам опорного напряжения (отмечено штриховкой). Выходное напряжение ФЧД содержит составляющую модулирующей (низкой) частоты (рис.Ш.5^Г). Если на входе ФЧД присутствует немодулированная помеха, наводимая, к примеру, от опорного напряжения цепи управления (рис. Ш.5^Д), то сигнал от нее на выходе ФЧД не содержит составляющей низкой частоты (рис.Ш.5^Е) и, следовательно, на результат измерения никакого влияния не оказывает.

Если ФЧД управляется амплитудно-модулированным опорным напряжением, на его выходе образуется напряжение модулирующей частоты как в случае присутствия на его входе модулированных, так и немодулированных ВЧ-сигналов. Ввиду этого амплитудная модуляция опорного напряжения ФЧД не может быть использована как мера борьбы с высокочастотными помехами.

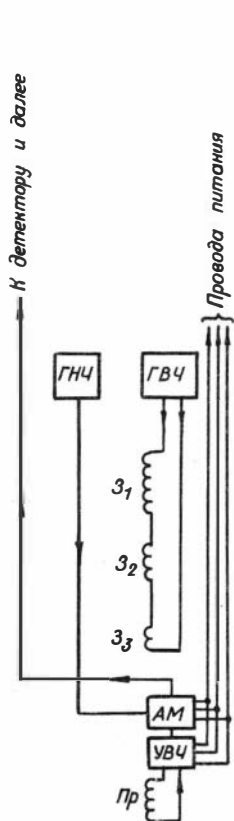
В гл. II были рассмотрены меры борьбы с помехами высокой частоты в индукционном зонде. При этом было установлено, что основным источником помех в зонде с разнесенными цепями (задающей и приемной) и удаленным блоком генератора (см. рис. П. II) могут быть транзитные провода и, особенно, провода опорного напряжения ФЧД (при фазочувствительном детектировании).

Рассмотрим теперь, каким образом можно устранить эти помехи при помощи модуляции.

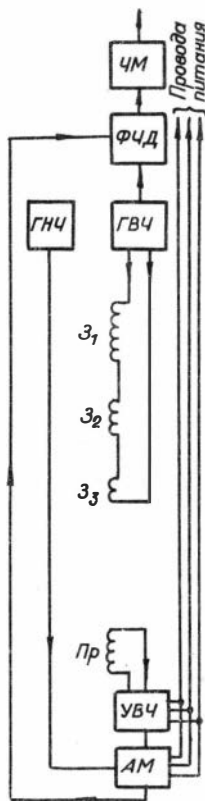
При амплитудном детектировании сигнала, разнесенных цепях зонда и разнесенных блоках усилителя и генератора ВЧ основными являются помехи через транзитные провода (провода питания). При помощи амплитудной модуляции сигнала в такой системе можно устранить указанные помехи только путем соответствующего взаимного расположения узлов, изображенного на рис. Ш. 6. Здесь зонд "перевернут" приемной катушкой вниз. Между задающей и приемной цепями зонда расположены усилитель и амплитудный модулятор сигнала. Помимо снижения уровня высокочастотных помех при таком расположении уменьшается общая длина прибора. Реализация такого расположения узлов требует решения ряда задач: герметизация усилителя и модулятора, обеспечение доступа к ним, экранировка и исключение её искажающего влияния на зонд.

При фазочувствительном детектировании в системе с разнесенными цепями зонда и разнесенными блоками усилителя и генератора ВЧ (рис. П. II) можно исключить помехи в приемной цепи от проводов с опорным напряжением, применив амплитудную модуляцию поля (тока) задающей цепи зонда при немодулированном опорном напряжении. Реализация этого варианта связана с значительным усложнением схемы. Существует возможность иного расположения узлов, устраняющего помехи от проводов с опорным напряжением. Оно изображено на рис. Ш. 7. При этом используется зонд с нижним расположением приемной катушки. В нижней части расположен усилитель и амплитудный модулятор сигнала. Поскольку сигнал в проводе, проходящем мимо генератора ВЧ, промодулирован по амплитуде, немодулированные помехи от генератора и ФЧД не оказывают влияния.

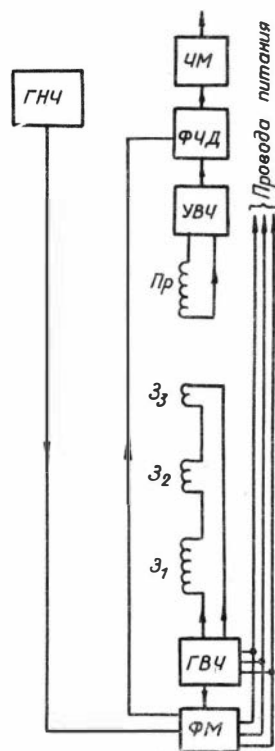
Принцип амплитудной модуляции сигнала рабочей частоты с последующим его фазочувствительным детектированием был реализован в одночастотной аппаратуре индукционного каротажа АИК-I и



Р и с. Ш. 6.



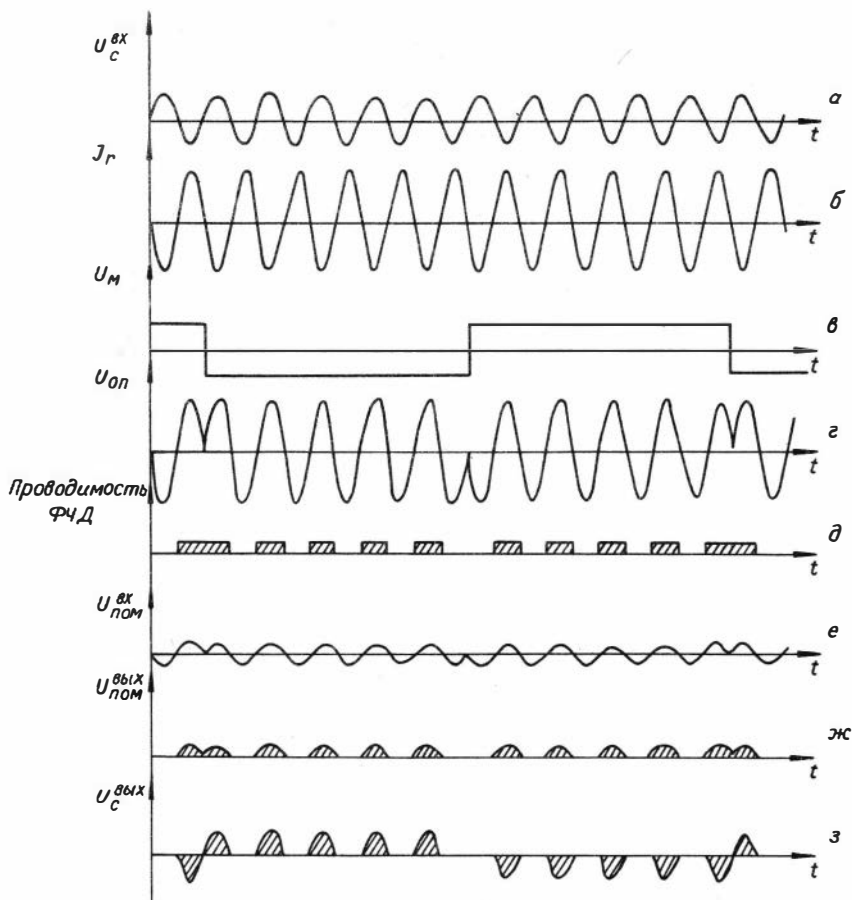
Р и с. Ш. 7.



Р и с. Ш. 8.

АИК-3, разработанной Киевским ОКБ геофизического приборостроения.

Существует другая возможность устранения помех от проводов с опорным напряжением. Для этого должна быть использована фазовая модуляция (манипуляция) опорного напряжения ФЧД. Взаимное расположение узлов для этого случая приведено на рис.Ш.8, а принцип исключения помех при этом виде модуляции ясен из временных диаграмм, приведенных на рис.Ш.9. Здесь, как и ранее, рассматривается для простоты ФЧД ключевого типа и модулирующее напряжение в форме меандра (рис.Ш.9). Напряжение сигнала и



Р и с. Ш.9.

ток генератора ВЧ (см.рис.Ш.9^а и Ш.9^б) находятся в противофазе. Напряжение помехи (рис.Ш.9^е) для простоты принято в фазе с опорным напряжением (рис.Ш.9^г). На рис.Ш.9^д штриховкой обозначены промежутки времени, в течение которых ФЧД пропускает сигнал с входа на выход. Выходное напряжение от сигнала (рис.Ш.9^з) содержит составляющую низкой частоты, а от помехи (рис.Ш.9^ж) не содержит этой составляющей и поэтому не влияет на результат измерения.

Однако ни амплитудная, ни фазовая модуляции в принципе не могут устранить высокочастотные помехи от возбуждающей цепи зонда на приемную через транзитные провода. Для борьбы с помехами этого типа могут быть использованы меры, описанные в гл. П. При фазочувствительном детектировании для этой цели также может быть применен вариант расположения узлов, изображенный на рис. III.6.

В целом вопрос устранения помех представляется довольно сложным и его конкретное решение зависит от многих факторов.

Главным условием успеха при этом является тщательный подход, обязательное выяснение источника и природы помех. Недопустимо использование случайных мер, так как это не гарантирует достаточную результативность при серийном производстве.

Кроме помех рабочей частоты от цепей генераторов при построении схемы необходимо учитывать возможные помехи от полей других источников (радиостанций, электроустановок и прочих), которые преобразуются приемной цепью зонда в соответствующие входные напряжения и при отсутствии специальных мер могут влиять на результаты измерений. Такого рода воздействия могут иметь место, по-видимому, только при измерениях на поверхности земли и небольших глубинах, так как с увеличением глубины эти поля быстро затухают. Однако такое влияние может вызвать погрешности в определении нулевой линии. Поэтому при построении схемы следует принять меры к исключению этого вида помех.

Поскольку фазочувствительный детектор сам по себе обладает частотной избирательностью, он обеспечивает большую помехоустойчивость, чем обычный амплитудный детектор. При нормальном режиме ФЧД детектирует только колебания, частота которых равна или кратна частоте опорного напряжения. Однако нормальная работоспособность любого ФЧД обеспечивается при уровнях входных напряжений, не превышающих определенного граничного значения. В связи с этим при использовании ФЧД необходимо так ограничить помехи от внешних источников, чтобы сумма амплитудных помех и сигнала на входе ФЧД не превышала допустимого граничного значения. Отношение сигнал/помеха (здесь имеются в виду помехи от внешних источников) будет тем выше, чем больше магнитные моменты катушек задающей цепи зонда.

Можно считать, что при соблюдении соотношения:

$$u_n \leq (0,1 + 0,3) u_c ,$$

где u_n и u_c - соответственно сумма амплитуд напряжений помех и максимальное напряжение сигнала на выходе приемной цепи зонда, при построении измерительной схемы не обязательно применение специальных устройств частотной селекции. Но при большом уровне посторонних помех необходимо ограничить их величину путем использования частотно-зависимых цепей (фильтры, резонансные контуры), обладающих в полосе пропускания рабочей частоты равномерной амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристиками и устанавливаемых между приемной цепью зонда и входом ФЧД.

Применение обычного амплитудного детектора накладывает другие требования. Поскольку при этом детектируются колебания всех частот, воздействующие на детектор, отношение сигнал/помеха должно выбираться, исходя из минимально измеряемого сигнала. Для выделения сигнала рабочей частоты и подавления помех других частот необходимо применение схем частотной селекции. При использовании амплитудной модуляции задающего поля зонда в принципе отпадает необходимость подавления помех от внешних источников, так как они не создают после детектора напряжения модулирующей частоты.

Помимо затронутых вопросов при построении схемы прибора должны быть решены вопросы фазировки по высокой частоте (при фазочувствительном детектировании), питания скважинного прибора и другие. Во избежание дополнительных потерь фазосдвигающие элементы (фазовращатели), как правило, следует устанавливать в цепь опорного напряжения.

Питание скважинного прибора с поверхности лучше всего осуществить постоянным током. Это значительно снижает уровень помех и уменьшает габариты прибора.

Поскольку после ФЧД, как правило, необходимо дополнительное усиление сигнала низкой частоты (УНЧ), появляется возможность распределить общее усиление между УВЧ и УНЧ. Это снижает необходимое усиление по высокой частоте и уменьшает опасность самовозбуждения усилителя ВЧ.

Повышение частоты в методе ВИК вызвано необходимостью измерения проводимости пород повышенного сопротивления. Одновременно с этим снижается верхний предел измерения проводимости. Для определения проводимости низкоомных пород метод ВИК необходимо комплексировать с методом ИК. Оптимальным является вариант комплексной аппаратуры индукционного каротажа, содержащий два канала, работающих на разных частотах: один - на высокой частоте (200-1000 кГц), а другой - на обычной для метода ИК (20-100 кГц). Такая аппаратура должна содержать два пространственно совмещенных или один полностью совмещенный зонд /21/.

Благодаря этому уменьшается длина скважинного прибора и облегчается корреляция кривых ВИК и ИК.

Первые образцы аппаратуры ВИК, разработанной в Институте геологии и геофизики СО АН СССР, содержали пространственно совмещенные зонды, а также два независимых канала с амплитудными детекторами (измерение модуля $E_{вТ}$) и с выводом информации на поверхность в виде сигналов постоянного тока. Подчеркнем, что на этапе опытно-методических работ такое решение имеет ряд преимуществ: относительная несложность электрической схемы прибора, конструктивная и технологическая простота и др. Вместе с тем уже на этапе опытно-методических работ была показана высокая стабильность "нулевых линий" отсчета измеряемых параметров, позволявшая проводить измерения удельных сопротивлений пород при температуре 120-150°C в диапазоне 100-150 Ом·м с ошибкой не более 10%. Естественно, что более низкие значения сопротивлений измерялись с более высокой точностью.

Вместе с тем промышленный вариант аппаратуры ВИК должен отвечать следующим требованиям.

1. Возможность работы скважинного прибора с унифицированной наземной аппаратурой (блоки питания, измерительная панель частотной модуляции ИПЧМ).

2. Повышенные предельные эксплуатационные параметры (термо- и баростойкость).

3. Повышенные метрологические требования с удовлетворительной повторяемостью параметров при серийном производстве (стабильность нуля, помехоустойчивость).

4. Уменьшение диаметра скважинного прибора по сравнению с диаметром существующего промышленного прибора индукционного карстажа.

В соответствии с этими требованиями ИГиГ СО АН СССР и СКБ Министерства геологии СССР была разработана двухчастотная аппаратура «ИК», имеющая следующие особенности:

общая для обоих каналов приемная цепь, общие широкополосный усилитель и амплитудный модулятор и отдельные ФЧД, фиксирующие активную компоненту индукционных сигналов. Функциональная схема этой аппаратуры приведена на рис. 3.10.

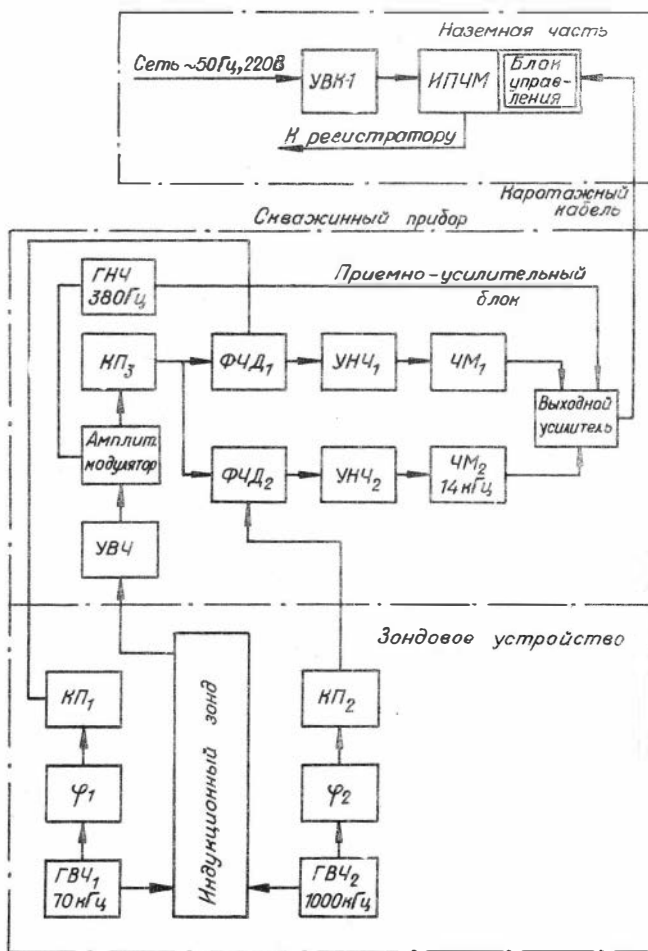
Скважинный прибор состоит из двух частей: зондового устройства и приемно-усилительного блока.

В связи с использованием достаточно высокой частоты генераторы возбуждающих цепей зондов ГВЧ-1 и ГВЧ-2 удалены от приемно-усилительного блока (см. гл. II) и входят в зондовое устройство.

Преобразование полей в напряжение обеих частот осуществляется одной приемной катушкой, подключенной к широкополосному усилителю (УВЧ), который повышает уровень обоих сигналов.

В связи с применением общего измерительного тракта для обоих сигналов, их уровень на выходе зондового устройства приведен к одинаковой величине. При этом динамический диапазон измерительного тракта используется наилучшим образом. Согласование уровней сигналов выполнено выбором моментов (токов, чисел витков) возбуждающих катушек зондов.

К выходу УВЧ подключен амплитудный модулятор (манипулятор), в котором сигналы обеих высоких частот совместно модулируются по амплитуде напряжением низкой частоты (380 кГц), поступающим от ГНЧ. Далее суммарное АМ-колебание через согласующий катодный повторитель КПЗ подается на входы двух ФЧД, выполняющих функции фазочувствительного детектирования и частотной селекции сигналов. Сигналы поступают на ФЧД от соответствующих генераторов ГВЧ₁ и ГВЧ₂. Необходимая фазировка этих напряжений осуществляется с помощью фазовращателей φ_1 и φ_2 . Катодные повторители КП₁ и КП₂ обеспечивают высокое сопротивление на выходе фазовращателей и его согласование с низким емкостным сопротивлением линии передачи опорного напряжения через зонд.



Р и с. Ш.Ю.

Разделенные после ФЧД сигналы обоих каналов усиливаются двумя УНЧ и поступают на входы двух частотных модуляторов (ЧМ₁ и ЧМ₂) с несущими частотами 7, 8 и 14 кГц. Частотно-модулированные колебания поступают на выходной усилитель мощности, который согласует выходные сопротивления частотных модуляторов с низким входным сопротивлением каротажного кабеля. Ко входу

усилителя мощности подводится также опорное напряжение низкой частоты от ГНЧ, необходимое для работы синхронных детекторов, расположенных в унифицированной измерительной панели частотной модуляции (ИПЧМ) наземной части аппаратуры.

Наземная часть, помимо ИПЧМ, содержит унифицированный источник питания УВК-1, обеспечивающий питание скважинного прибора постоянным стабилизированным током.

Блок управления, выполненный в виде сменной панели в ИПЧМ, содержит усилитель опорного напряжения низкой частоты, регулятор и индикатор этого напряжения, а также схему управления включением стандарт-сигналов скважинного прибора.

§ 7. Электрическая схема скважинного прибора В И К

В настоящем параграфе приведено описание электрической схемы (рис. Ш. II, вкладка) промышленного варианта двухчастотного прибора. Схема выполнена на лампах серии "Б", рассчитанных на работу при окружающей температуре до 200°С.

Генераторы высокой частоты (ГВЧ) построены по схеме генератора с самовозбуждением, нагрузкой которого служит параллельный резонансный контур. Индуктивная ветвь этого контура является задающей цепью индукционного зонда. Для обеспечения оптимальной нагрузки и симметрии выходного напряжения используется трансформатор. Частота генерации в основном определяется резонансной частотой контура. В отличие от ранее применявшегося генератора, состоящего из задающего и выходного каскадов (аппаратура АИК-1), описываемая схема, использованная также в аппаратуре АИК-3, обладает следующими свойствами:

а) экономичность по потребляемой мощности благодаря высокой добротности нагрузочного контура, а следовательно, и малым активным потерям;

б) отсутствие влияния ухода частоты на амплитуду напряжения на нагрузке даже при высокой добротности нагрузочного контура;

в) стабильность напряжения на нагрузке благодаря использованию перенапряженного режима генератора.

Использование перенапряженного режима обеспечивает малую

зависимость выходного напряжения генератора от сопротивления нагрузочного контура, которое значительно изменяется при нагреве прибора в связи с изменением его добротности (медь).

Оба ГВЧ собраны на лампах типа 6Ж5Б.

Генератор 70 кГц (L_{II} и L_{I2}) является двухтактным и построен по схеме с индуктивной связью (обмотка 7+9 трансформатора TrI).

Трансформатор TrI изготовлен на двух тороидальных сердечниках марки ТЧК-55Р. Напряжение задающей цепи зонда выделяется на обмотке 4+6 TrI . Конденсаторы $C54$ и $C55$ служат для настройки контура нагрузки генератора в резонанс.

Обмотка $I0+I2$ TrI служит симметричным источником опорного напряжения на входе фазовращателя $R97C60$. При необходимости настройки измерительного тракта на реактивную компоненту (балансировка зонда по прямому полю) резистор $R97$ закорачивается.

Ток в задающей цепи зонда, индуктивность которой составляет 250 мкГ, — около 0,5 А. Эквивалентное сопротивление нагрузочного контура 3,6 кОм.

Генератор 1000 кГц ($L14$) построен по схеме емкостной трехточки. Напряжение задающей цепи зонда снимается с обмотки 3+5 трансформатора $Tr2$, изготовленного на тороидальном сердечнике марки ТЧК-22Р. Конденсаторы $C65$ и $C75$ служат для настройки контура нагрузки в резонанс с частотой генератора. Обмотка 6 + 7 работает источником опорного напряжения. Для получения симметричного относительно земли источника служит емкостной делитель $C70$, $C71$. Использование такого делителя, особенно на повышенных частотах, упрощает изготовление трансформатора. Для фазировки напряжения применен фазовращатель $C69PI06$. Резистор $RI07$ используется вместо $RI06$ при настройке тракта на реактивную компоненту. Ток в задающей цепи зонда, индуктивность которой составляет 85 мкГ, около 0,18 А. Эквивалентное сопротивление нагрузочного контура 30 кОм.

Катодные повторители, собранные на лампе $LI3(6H28B)$, обеспечивают высокое сопротивление нагрузки фазовращателей опорных напряжений и низкое выходное сопротивление, необходимое для того, чтобы избежать потерь в коаксиальных проводах, проходящих вдоль всего зонда и имеющих значительную емкость. Резистор $RI02$

в цепи сетки предотвращает возможное самовозбуждение катодного повторителя опорного напряжения 1000 кГц. Для более низкой частоты (70 кГц) такой резистор не требуется.

В цепь сетки правой половины Л13 включен резистор утечки P103. Аналогичную роль выполняет резистор фазовращателя (P97) и обмотки I0-II (Tr.I) у левой половины Л13.

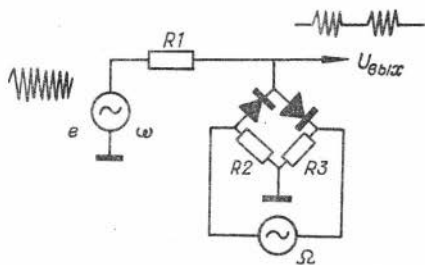
Усилитель высокой частоты (УВЧ) служит для усиления индукционных сигналов частоты 70 и 1000 кГц, поступающих на его вход с общей для обоих зондов измерительной катушки. Он содержит 3 одинаковых каскада (Л1, Л2 и Л3), собранных на пентодах 6Ж45Б, с отрицательной обратной связью в каждом каскаде. Кроме того, усилитель охвачен общей отрицательной обратной связью (R24, R19, R12, R13). УВЧ имеет равномерную частотную и фазовую характеристики в полосе частот от 10 кГц до 2,5+2 МГц. Коэффициент усиления по напряжению около 200.

Амплитудный модулятор (манипулятор) работает по принципу управляемого сопротивления. На рис. Ш.12 изображена его эквивалентная схема. Проводимость диодов Д1 и Д2 периодически с низкой частотой Ω изменяется от нуля до бесконечности. При закрытых диодах Д1 и Д2 выходное напряжение равно э.д.с. источника сигнала e , а при открытых диодах и выполнении неравенства

$$R_2 = R_3 \ll R_1 \quad (\text{Ш.28})$$

оно близко к нулю. При полной симметрии управляющего напряжения частоты Ω относительно земли и симметрии мостика Д1Д1R1R2 в выходном напряжении отсутствует составляющая низкой частоты. В качестве диодов в схеме используется двойной триод 6Н28Б (Л4) в диодном включении.

Катодный повторитель, собранный на половине двойного триода 6Н28Б (I/2 Л5), выполняет функции развязки и согласования выхода УВЧ и амплитудного модулятора с фильтрующими цепями, установленными на входах ФЧД. Конденсаторы С11 и С13 задерживают прохождение низкочастотного напряжения, образующегося на выходе модулятора в результате его несимметрии. На входе ФЧД, детектирующего сигнал 1000 кГц (Л6), расположен фильтр-пробка (Др3, С14, С15), ограничивающий уровень сигнала 70 кГц, а на



$$U_{облх} = \frac{e \cdot 0,5R_2}{R_1 + 0,5R_2} = e \frac{R_2}{2R_1 + R_2}$$

Рис. III.12

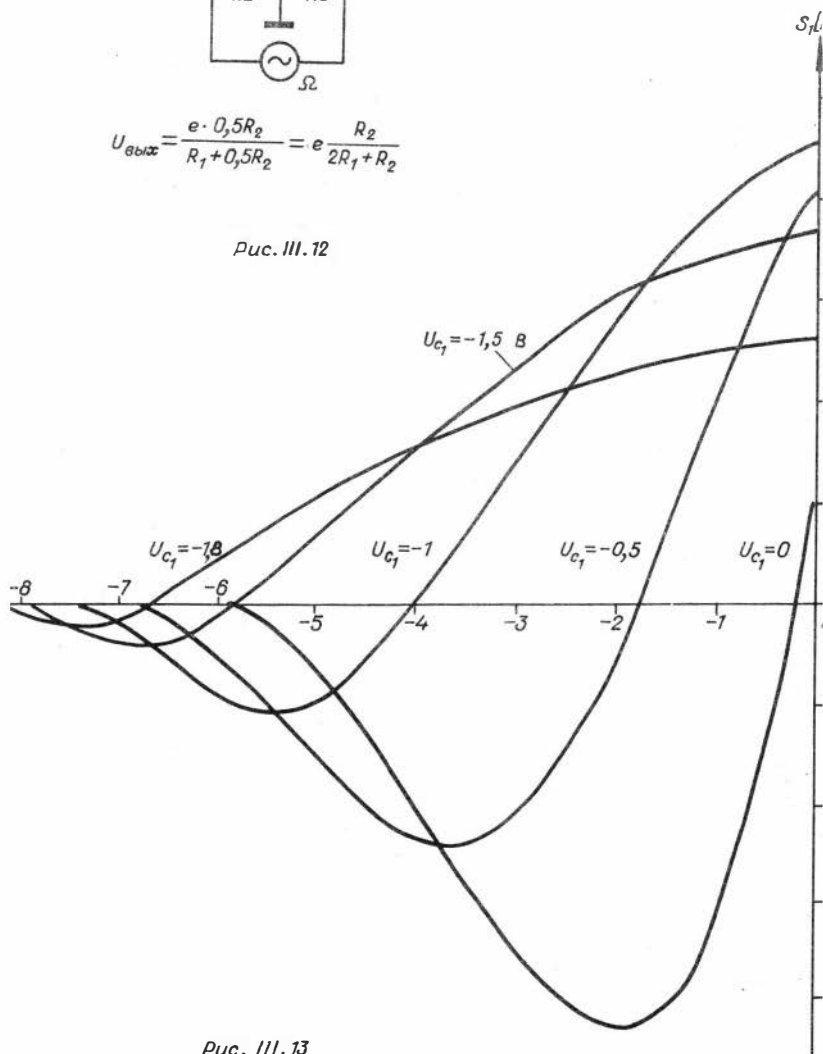


Рис. III.13

входе ФЧД канала 70 кГц (Л9) – фильтр-пробка, настроенный для подавления сигнала 1000 кГц (Др4, С39, С40).

Необходимость фильтрации сигналов на входах ФЧД вызвана двумя причинами. Во-первых, хотя ФЧД не детектирует колебания, частота которых отлична от частоты опорного напряжения, присутствие в опорном напряжении помех частоты другого канала заставляет устранить помеху этой частоты на его входе. Во-вторых, снижение общего уровня сигналов на входах ФЧД уменьшает опасность возникновения побочного анодного (не фазочувствительного) детектирования. Поэтому фильтрация целесообразна по цепям сигналов, а не опорных напряжений. Особенно опасна помеха частоты 1000 кГц на входе ФЧД канала 70 кГц. Это объясняется сдвигом диапазонов измерения каналов 1000 и 70 кГц, а именно: при высокой проводимости ($5+100\text{м}\cdot\text{м}$), когда сигнал 70 кГц еще мал, сигнал 1000 кГц уже достигает максимума. Поэтому фильтр-пробка канала 70 кГц обладает лучшими фильтрующими свойствами, чем фильтр-пробка канала 1000 кГц.

Таким образом, вышеназванные заграждающие фильтры в данной схеме устраняют взаимное влияние индукционных каналов вплоть до выходов ФЧД.

Фазочувствительные детекторы (ФЧД) обоих каналов собраны на пентодах с двойным управлением типа 6Ж46Б (Л6, Л9) по схеме, отличающейся простотой, экономичностью, низким уровнем опорного напряжения и отсутствием моточных элементов. Ввиду того, что анодная цепь схемы питается от источника постоянного напряжения, в ней возможен значительный дрейф нуля по постоянному напряжению. Поэтому она пригодна только для детектирования модулированных (по амплитуде или фазе) колебаний в тех случаях, когда выходной сигнал модулирующей частоты является носителем полезной информации. Схема была применена в аппаратуре индукционного каротажа АИК-3.

Принцип действия описываемого ФЧД состоит в том, что сигнал проходит через цепь (четыреполюсник), проводимость которой изменяется синхронно с частотой сигнала. Для управления проводимостью используется опорное напряжение, частота которого совпадает с частотой сигнала. В качестве управляемого четырехполюсника использован каскад на лампе с двойным управлением типа 6Ж46Б.

На рис. Ш.13 показаны характеристики крутизны по первой сетке (S_1) в зависимости от напряжения на третьей сетке (u_3).

Как видно из рис. Ш.13, при определенном выборе напряжений на электродах S_1 , может быть приближенно представлена линейной функцией u_3 :

$$S_1 = S_{10} + k u_3, \quad (\text{Ш.29})$$

где $k = \frac{\Delta S_1}{\Delta u_3}$ — коэффициент преобразования лампы, характеризующий изменение S_1 при изменении u_3 , (mA/V^2);

S_{10} — крутизна идеализированной характеристики при $u_3 = 0$, (mA/V).

Пусть к третьей сетке лампы приложено постоянное смещение u_{30} и переменное опорное напряжение с постоянной амплитудой u_{on} и частотой $\omega = 2\pi$, равной частоте сигнала:

$$u_3 = u_{30} + u_{on} \sin \omega t. \quad (\text{Ш.30})$$

Подставим (Ш.30) в (Ш.29):

$$\begin{aligned} S_1 &= S_{10} + k(u_{30} + u_{on} \sin \omega t) = \\ &= S_{10} + k u_{30} + k u_{on} \sin \omega t = S' + k u_{on} \sin \omega t, \end{aligned} \quad (\text{Ш.31})$$

где $S' = S_{10} + k u_{30}$ — постоянная составляющая крутизны лампы по первой сетке.

Если на первую сетку лампы поступает сигнал вида

$$u_{gx} = u(1 + \sin \Omega t) \sin(\omega t + \varphi), \quad (\text{Ш.32})$$

где $\Omega = 2\pi f$ — круговая низкая частота огибающей АМ-сигнала; φ — угол сдвига фаз между сигналом и опорным напряжением, то выражение для анодного тока лампы можно записать в виде:

$$i_a = u_{gx} \cdot S_1 = u(1 + \sin \Omega t) \sin(\omega t + \varphi) [S' + k u_{on} \sin \omega t]. \quad (\text{Ш.33})$$

Преобразуя это выражение с использованием формулы для произведения синусов, получим:

$$\begin{aligned}
 i_a &= u(1 + \sin \Omega t) \left[S' \sin(\omega t + \varphi) + \frac{K U_{on}}{2} \cos \varphi - \frac{K U_{on}}{2} \cos(2\omega t + \varphi) \right] = \\
 &= u S' (1 + \sin \Omega t) \sin(\omega t + \varphi) + \frac{U_k U_{on}}{2} \cos \varphi (1 + \sin \Omega t) - \\
 &\quad - \frac{U_k U_{on}}{2} (1 + \sin \Omega t) \cos(2\omega t + \varphi) . \quad (\text{Ш. 34})
 \end{aligned}$$

Первое и третье слагаемые выражения (Ш.34) представляют собой АМ-колебания соответственно основной и удвоенной частот ω . Второе слагаемое содержит постоянную составляющую $\frac{U_k U_{on}}{2} \cos \varphi$ и составляющую $\frac{U_k U_{on}}{2} \cos \varphi \sin \Omega t$, пропорциональные амплитуде входного сигнала и косинусу сдвига фаз между входным сигналом и опорным напряжением, т.е. составляющие, синфазные с опорным напряжением. Постоянная составляющая практического интереса не представляет, поскольку нестабильность режима лампы соизмерима с величиной этой составляющей.

Выделение составляющей НЧ на выходе ФЧД производится с помощью RC - нагрузки, выбираемой из условия

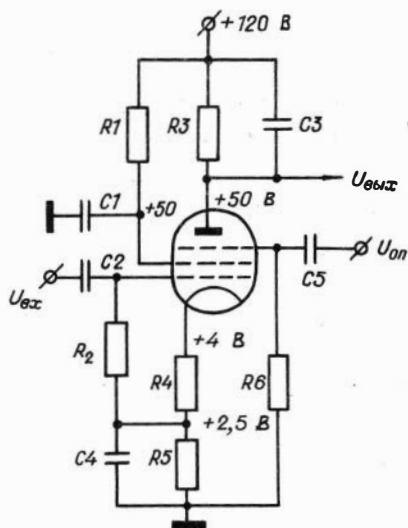
$$\frac{1}{RC} = \sqrt{Ff} , \quad (\text{Ш. 35})$$

где R - сопротивление анодной нагрузки лампы (Ом);
 C - величина емкости, шунтирующей R (Ф).

Принципиальная схема ФЧД показана на рис.Ш.14.

Режим лампы по постоянному току определяется резисторами R_1 , R_3 , R_4 и R_5 , из которых первые два являются гасящими для цепей экранной сетки и анода, а вторые создают потенциал автоматического смещения на первой и второй сетках лампы. Через резисторы R_2 и R_6 протекают токи утечки первой и третьей сеток. Величина емкости C_3 выбирается, исходя из величины R_3 в соответствии с (Ш.35). Резистор R_4 , не шунтированный конденсатором, создает напряжение отрицательной обратной связи по переменному

току на первой и второй сетках, что существенно улучшает линейность и стабилизирует работу ФЧД. Конденсатор C5 служит для ослабления помех НЧ на третьей сетке.



Р и с. Ш. I4.

Основные данные ФЧД, изображенного на рис. Ш, I4:

- 1) частота входного сигнала — 70 кГц (1000 кГц);
- 2) частота амплитудной модуляции — 300 + 500 Гц;
- 3) коэффициент передачи (отношение напряжения НЧ на выходе к напряжению АМ- сигнала на входе при коэффициенте модуляции, равном единице) — $\frac{U_n}{U} = 5$;
- 4) действующее значение опорного напряжения на третьей сетке 0,7I $U_{оп} = 1,7$ В.

Недостатком описываемого ФЧД можно считать сравнительно низкий максимально допустимый уровень входных сигналов, обусловленный нелинейностью характеристик лампы. В результате нелинейного усиления АМ-сигнала в спектре анодного тока появляется составляющая НЧ при отсутствии опорного напряжения на третьей сетке. На рис. Ш. I4 показана зависимость относительной величины побочного эффекта анодного детектирования от уровня входного сигнала. Максимально допустимый уровень входного сигнала при погрешности детектирования около 1% составляет 10+15 мВ. Эта зависимость описывает нелинейность передаточной характеристики ФЧД при условии синфазности сигнала и опорного напряжения, однако она может быть использована для оценки относительной погрешности ФЧД при наличии сдвига фаз между сигналом и опорным напряжением ($\varphi \neq 0$). В этом случае по оси абсцисс должна быть отложена величина $u / \cos \varphi$. При наличии на входе ФЧД АМ-помехи другой частоты в величину, отложенную по оси абсцисс, должна входить сумма $u / \cos \varphi$ и напряжения помехи.

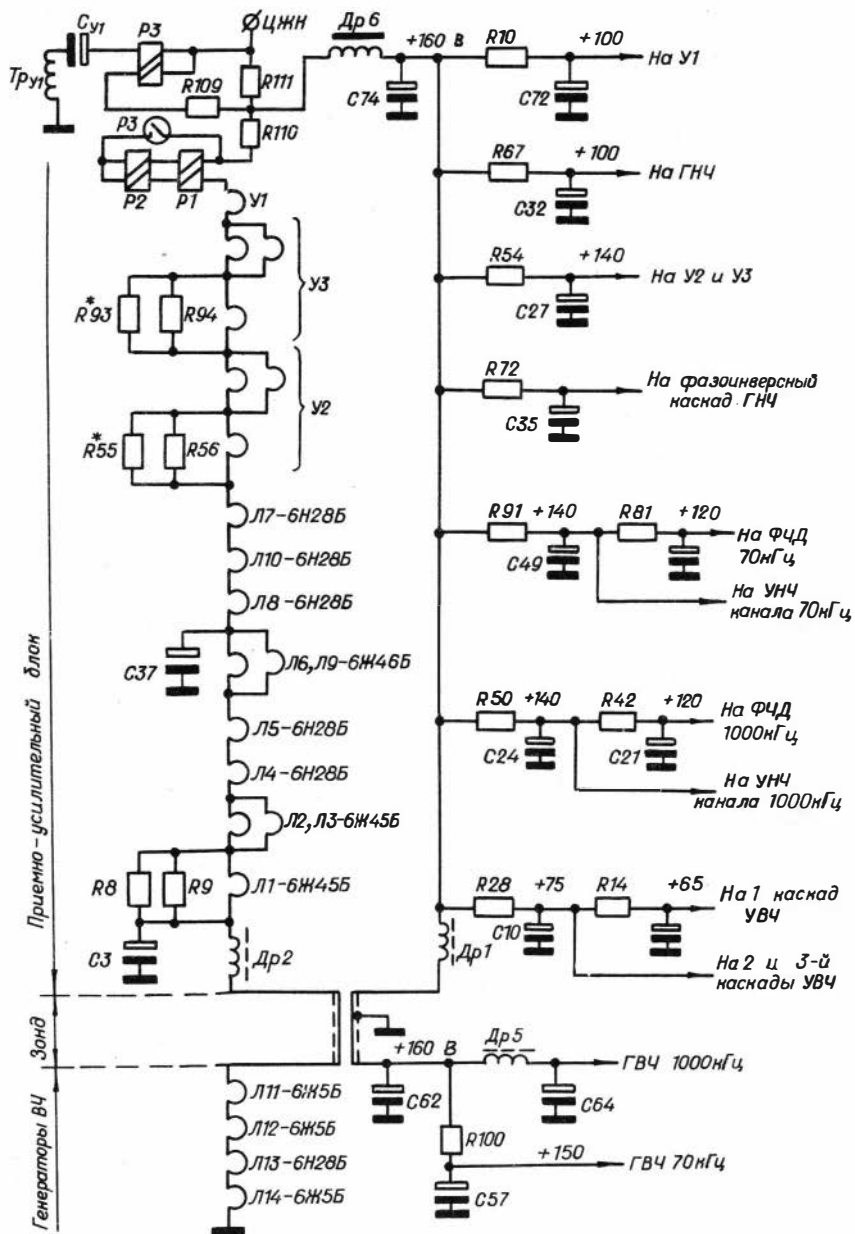
При оценке динамического диапазона ФЧД обычно исходят из отношения максимального сигнала к дрейфу нуля. При детектировании АМ-колебаний дрейф нуля ФЧД отсутствует, поэтому динамический диапазон может быть определен как отношение максимального сигнала к уровню шумов. Принимая во внимание это обстоятельство, можно считать, что величина максимально допустимого уровня сигнала $10+15$ мВ вполне достаточна для получения динамического диапазона более 1000.

Коэффициент передачи ФЧД, представляющий собой отношение напряжения НЧ на выходе к напряжению АМ-сигнала на входе, составляет около 5 при глубине модуляции, равной 1.

Усилители низкой частоты (УНЧ) служат для того, чтобы довести величину максимальных сигналов каждого канала до уровня порядка одного вольта, т.е. до такого уровня, при котором обеспечивается нормальная работа ЧМ-преобразователей (частотных модуляторов). Усилители собраны на двойных триодах 6Н28Б(Л7, Л10), являются двухкаскадными и охвачены межкаскадными отрицательными обратными связями (R47, R85). Конденсаторы C22, C47, C50, C53 служат для дополнительной фильтрации высокочастотных напряжений, образующихся на выходах ФЧД.

Генератор низкой частоты (ГНЧ) собран на триоде Л5 (1/2 6Н28Б) по схеме с общим анодом и двойным Т-мостом. Частота генерации (380 Гц) регулируется элементами C30 и R6I, а степень возбуждения - резистором R62. Нагрузка генератора выполнена в виде делителя (R64 - R66). С резистора R66 снимается напряжение, которое поступает на один из входов усилителя (сумматора) и используется в наземной части аппаратуры как опорное напряжение ФЧД панели ИПЧМ. С общей точки резисторов R64 и R65 снимается напряжение, поступающее на вход фазоинверсного каскада (Л8). Выходные напряжения этого каскада симметричны относительно общего провода (земли) и используются для управления амплитудным модулятором. Резисторы R26 и R30 служат для согласования фазоинверсного каскада и модулятора.

Питание скважинного прибора осуществляется постоянным стабилизированным током величиной $370+380$ мА. В связи с этим нити накалов ламп схемы соединены по последовательно-параллельной схеме, изображенной на рис. Ш.15. Высокочастотный дроссель Др2 и конденсатор C3 служат для устранения помех высокой частоты



Р и с. Ш. I5.

от ГВЧ (Л11 + Л14) по цепям накала в УВЧ (Л1 + Л3). Конденсатор С37 препятствует проникновению помех низкой частоты от ГНЧ (Л5) на УНЧ (Л7, Л10). Ток, протекающий по цепям накала, равен 250 мА. Параллельно цепям накалов ламп к центральной жиле кабеля подключены цепи анодного питания. На этом же рисунке изображена схема фильтров развязки анодных цепей отдельных узлов прибора и приведен режим по постоянному напряжению. Для ограничения тока высокой частоты в проводах питания анодов и накалов ламп, проходящих транзитом через индукционный зонд, служат дроссели Др1 и Др2 (см. гл. II). Здесь же показана схема включения стандарт-сигнала, работающая следующим образом.

При включении стандарт-сигнала частотно-модулированные колебания, несущие информацию о проводимости, с выходного трансформатора узла У1 через конденсатор СУ1 и одну из обмоток реле Р3 попадают в ЦЖ. Ток накалов ламп проходит через резистор Р110 и одинаковые обмотки реле Р1 и Р2, включенные встречно, поэтому результирующее намагничивающее поле этих реле близко к нулю. Часть тока анодов и накалов ламп, проходя через другую обмотку реле, создает подмагничивание, величина которого недостаточна для срабатывания Р3. Включение стандарт-сигнала осуществляется на поверхности путем разрыва цепи питания скважинного прибора (кнопка "стандарт-сигнал" в блоке управления ИПЧМ).

В момент разрыва этой цепи заряженный перед этим конденсатор С1У разряжается через цепь накалов ламп. Импульс тока разряда этого конденсатора, проходя через одну из обмоток реле Р3, вызывает его срабатывание. Контакт реле Р3 закорачивает одну из обмоток реле Р1 и Р2. Поскольку число ампер-витков каждой обмотки реле Р1 и Р2 достаточно велико, происходит их срабатывание. Реле Р3 продолжает удерживаться во включенном состоянии и после исчезновения импульса разряда С1У за счет уровня ампер-витков включения и выключения магнитоуправляемого контакта Р3. Исполнительные контакты реле Р1 и Р2 коммутируют входные цепи УВЧ.

Выключение стандарт-сигнала производится путем выключения тока питания и последующего его набора ступенями (переключатель тока "грубо" на панели источника тока УВЧ-1). При этом из-за малой величины зарядного тока конденсатора СУ1 и ввиду того, что направление поля этих импульсов тока в обмотке Р3

противоположно полю подмагничивания от тока анодов и накалов ламп, не происходит срабатывания РЗ. Чаще всего удается выключить стандарт-сигнал более простым способом: выключением-включением тумблера "сеть" УВК-1. При этом из-за плавного протекания переходных процессов также не происходит срабатывания РЗ.

§ 8. Градуировка и контроль аппаратуры ВИК Фазовая настройка измерительного канала

Градуировка скважинной аппаратуры индукционного каротажа проводится для выражения результатов диаграммы в единицах измерения удельной проводимости. В настоящее время диаграммы индукционного каротажа регистрируются в соответствии с установленными стандартами на масштабы записи.

Если на начальном этапе развития метода ИК для градуировки аппаратуры использовались бассейны, заполненные водным раствором известной проводимости, то в настоящее время для этой цели повсеместно применяются имитаторы (тесты), представляющие собой замкнутые проводящие контура (кольца), охватывающие зонд. Параметры колец подбираются так, что, будучи определенным образом расположенными относительно датчиков зонда, кольца создают в приемной цепи зонда э.д.с., равную по величине э.д.с. от однородной среды с заданной проводимостью.

Вопросы градуировки аппаратуры ИК и расчета градуировочных колец к настоящему времени достаточно полно освещены в литературе /16,17/. Вместе с тем, учитывая специфические особенности аппаратуры ВИК (относительно высокие частоты), рассмотрим основные предпосылки, которые положены в основу расчета теста-имитатора для двухчастотной аппаратуры ВИК.

Как известно, э.д.с., наводимая в приемной цепи зонда полем токов, индуцированных в проводящей среде, в общем случае имеет комплексный характер, т.е. содержит как активную, так и реактивную компоненту. При измерениях фиксируется определенная величина, например, либо активная компонента, либо модуль вектора $E_{вт}$. В соответствии с этим имитация сигнала от среды с помощью теста может быть либо полной, либо частичной. При полной имитации сигнал от теста по всем параметрам (по активной и реактивной компонентам) совпадает с э.д.с. от среды. При частичной имитации такое совпадение имеет место лишь для одного

из параметров измеряемой з.д.с., например, для активной компоненты или модуля $E_{вт}$. Поскольку частичная имитация вполне решает задачу градуировки и сравнительно проще полной, она получила широкое применение.

Выбор параметров теста связан с принятой методикой обработки данных каротажа. В начальный период развития метода ИК, когда результаты диаграммы чаще всего выражались в привычных единицах измерения удельного электрического сопротивления (подобно методу КС), эквивалентные значения теста подбирались в этих же единицах измерения (аппаратура ИК-2).

В настоящее время результаты измерений сигналов методом ИК выражаются в единицах электропроводности среды.

В связи с явлением скин-эффекта зависимость наблюдаемых значений сигнала от удельной проводимости среды нелинейна. Поэтому для удобства выражения результатов измерений в методе ИК введено понятие о кажущейся удельной проводимости однородной изотропной среды (в дальнейшем — просто "кажущаяся проводимость"). Кажущаяся проводимость, по определению, пропорциональна наблюдаемым значениям сигнала (см. гл. I). При этом она меньше истинной электропроводности среды. Если скин-эффект проявляется слабо (измерения в области высокого удельного сопротивления), значения кажущейся и истинной проводимости сближаются. Зависимость кажущейся проводимости от удельного сопротивления однородной бесконечной среды (так называемая градуировочная кривая /см. рис. I.15/) рассчитывается для каждого типа зонда в соответствии с заданной частотой источника возбуждения поля.

Устройство теста и выбор его параметров. Отметим, что тест выполняет задачу градуировки в том случае, когда сигнал от среды с кажущейся проводимостью γ_k равен сигналу от теста. В этом случае можно установить соответствие параметров градуировочного кольца с однородной средой и ввести понятие об эквивалентной проводимости $\gamma'_{эkv}$.

Опыт измерений электрических сигналов в практике ИК позволяет сформулировать следующие главные требования к тесту.

I. Диапазон эквивалентных значений кажущейся проводимости (точек имитации) не должен быть более узким, чем диапазон измерений градулируемой аппаратуры.

2. Погрешность градуировки должна быть в несколько раз меньше основной погрешности аппаратуры.
3. Место расположения теста относительно зонда должно быть выбрано так, чтобы допустимая погрешность его установки была достаточно большой.
4. Устройство должно быть удобным в работе и транспортировке.
5. Должна быть разработана методика контроля параметров теста для его проверки метрологической службой.

В связи с последним требованием необходимо таким образом представить эквивалентную проводимость теста, чтобы она определялась его электрическими и геометрическими параметрами, поддающимися контролю. Как известно, кажущуюся проводимость неоднородной среды в области Г.Долля можно выразить через геометрические факторы отдельных участков этой среды и их проводимость.

Так, для градуировочного проводящего кольца, расположенного в воздухе, можно записать следующее равенство:

$$\gamma_k = Q\gamma, \quad (\text{Ш.36})$$

где γ_k - эквивалентная проводимость теста;
 γ - истинная активная проводимость кольца;
 Q - геометрический фактор градуировочного кольца для соответствующего типа зонда.

Поскольку $Q = f(r)$ является известной функцией радиуса кольца (r), то, контролируя r и γ , мы имеем возможность проверить точность выполнения заданной величины $\gamma_{\text{экв}}$.

При выборе диаметра кольца желательно, с одной стороны, достигнуть достаточно большого значения его геометрического фактора, а с другой - ограничить его размеры, руководствуясь соображениями удобства эксплуатации. Чем больше значение Q , тем меньше требуемая проводимость кольца γ , а уменьшение последней ухудшает его термостабильность (в случае использования кольца из медного провода). Как известно, элементарное кольцо, коаксиально расположенное относительно двухкатушечного зонда, имеет максимальный геометрический фактор при диаметре, близком к длине зонда. Для многокатушечных фокусирующих зондов максимум геометрического фактора смещается в область больших значе-

ний диаметра кольца. Учитывая длину обычно применяемых зондов (около одного метра), можно прийти к выводу, что для обеспечения приемлемых размеров теста следует согласиться на некоторое уменьшение его геометрического фактора по сравнению с максимальным значением.

Между удельной проводимостью кольца γ и его полной проводимостью y имеет место следующее соотношение:

$$y = \frac{\gamma S}{2\pi r}, \quad (\text{Ш.37})$$

где S - сечение проводника;

r - радиус кольца.

В общем случае проводимость кольца y является комплексной величиной^{*)}:

$$y = g + i\delta = \frac{R}{x^2 + R^2} - j \frac{x}{x^2 + R^2}, \quad (\text{Ш.38})$$

где g - активная составляющая проводимости кольца;

δ - его реактивная составляющая;

R - активное сопротивление кольца;

x - его реактивное сопротивление.

В соответствии с (Ш.37)

$$\gamma = ky, \quad (\text{Ш.39})$$

где k - постоянная величина при данных геометрических размерах кольца.

Учитывая (Ш.36), (Ш.38), (Ш.39) можно получить следующее соотношение:

$$\gamma_{\text{экв}} = \gamma_{\text{экв}}^a + j\gamma_{\text{экв}}^p = k_1(g + j\delta), \quad (\text{Ш.40})$$

где $\gamma_{\text{экв}}$ - комплексная эквивалентная удельная проводимость кольца.

*) В градуировочном кольце действительный член комплексного сопротивления кольца ответствен за э.д.с. в приемной цепи зонда, фаза которой совпадает с сигналом, индуцируемым активной составляющей вторичного магнитного поля от среды.

Таким образом, эквивалентная комплексная удельная проводимость кольца пропорциональна комплексной проводимости γ . Отсюда вытекает, что, например, для полной имитации сигнала от среды $E_{вт}$ необходимо обеспечить выполнение следующего равенства:

$$\frac{E_{\delta m}^{\alpha}}{E_{\delta m}^{\rho}} = \frac{g}{\delta} . \quad (\text{Ш.41})$$

Если тест представляет собой виток провода, замкнутый на себя или активное сопротивление (резистор), то его активная проводимость

$$\gamma_{\text{экв}}^{\alpha} = k, g = Q \frac{2\pi r}{S} \cdot \frac{R}{(\omega L)^2 + R^2} , \quad (\text{Ш.42})$$

где L - индуктивность витка;

ω - круговая частота возбуждающего поля зонда ИК.

При $R \gg \omega L$ активная проводимость кольца $g \approx \frac{1}{R}$,

а при $R \ll \omega L + g \approx \frac{R}{(\omega L)^2}$.

Изменяя величину сопротивления R , мы имеем возможность получить ряд значений эквивалентной активной проводимости. Максимальное её значение

$$(\gamma_{\text{экв}}^{\alpha})_{\text{max}} = Q \frac{2\pi r}{S} \frac{1}{2R} \quad (\text{Ш.43})$$

и имеет место при $\omega L = R$.

Таким образом, максимальное значение эквивалентной активной проводимости теста ограничивается величиной его собственной индуктивности. Уменьшив или полностью исключив индуктивность, мы можем увеличить максимальное значение активной проводимости. Уменьшение индуктивности кольца достигается с помощью конденсатора (C), включаемого последовательно в цепь кольца. При выполнении равенства

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (\text{Ш.44})$$

имеет место полная компенсация индуктивности кольца. При этом соотношение (Ш.42) принимает следующий вид:

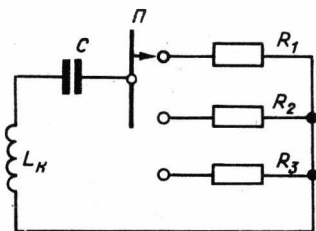
$$\gamma_{\text{экв}}^{\alpha} = Q \frac{2\pi r}{S} \cdot \frac{1}{R} . \quad (\text{Ш.42}^{\text{а}})$$

При неполной компенсации индуктивности кольца эквивалентная активная проводимость

$$\gamma_{\text{экв}}^{\alpha} = Q \frac{2\pi r}{S} \frac{R}{(\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 + R^2} . \quad (\text{Ш.42}^{\text{б}})$$

Неполная компенсация может быть применена, например, в том случае, когда для достижения полной имитации сигнала от среды необходимо уменьшить результирующую индуктивность до такой величины, при которой выдерживается требуемое соотношение активной и реактивной составляющих вторичной э.д.с. В этом случае требуются конденсаторы большей, чем при полной компенсации, емкости, так как для сохранения индуктивного характера цепи должно соблюдаться соотношение $\frac{1}{\omega C} < \omega L$.

На рис.Ш.16 показана схема теста с конденсатором и переключателем для получения ряда значений эквивалентной проводимости.



Р и с. Ш.16.

В аппаратуре ВИК компенсация индуктивности теста сравнительно легко реализуется благодаря тому, что при повышенной частоте требуются конденсаторы небольшой емкости. При использовании в аппаратуре ИК пониженных частот (10–20 кГц) индуктивное сопротивление кольца мало, следовательно, для выполнения условия (Ш.44) необходи-

дим конденсатор большой емкости. С другой стороны, добротность конденсатора должна быть достаточно высокой с тем, чтобы его последовательное сопротивление потерь составляло незначительную часть общего активного сопротивления кольца. Соблюдение этих требований при одновитковом кольце привело бы к необходи-

мости создания громоздких конструкций. Поэтому на пониженных частотах применяются многовитковые кольца, обладающие большой индуктивностью (аппаратура ПМК-ІМ).

Преимущество полной компенсации состоит в том, что она упрощает зависимость эквивалентной проводимости кольца от его сопротивления, позволяет получить весьма высокие значения $\chi_{экв}^{\alpha}$ и, что особенно важно, исключает реактивную составляющую сигнала от кольца, облегчая тем самым использование теста при фазовой настройке аппаратуры.

Преобразуем формулу (Ш.42^а), используя понятие геометрического фактора элементарного кольца, т.е. кольца данного радиуса, имеющего единичное поперечное сечение:

$$Q_0 = \frac{Q}{S}, \quad (\text{Ш.45})$$

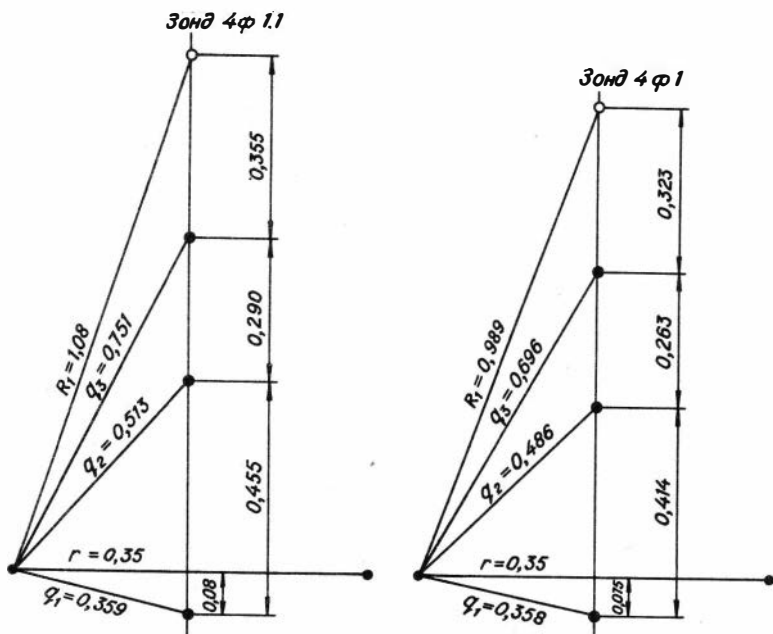
$$\chi_{экв}^{\alpha} = 2\pi r \cdot \frac{Q_0}{R}. \quad (\text{Ш.46})$$

Согласно (Ш.46), при проверке теста достаточно контролировать точность соблюдения радиуса кольца r и его активного сопротивления R на данной частоте. Ниже приведен на примере зонда 4ФІ расчет геометрического фактора Q_0 .

Расчет геометрического фактора кольца. Геометрический фактор зависит от размера кольца и его расположения относительно зонда. При выбранном радиусе кольца обычно определяется положение, при котором его геометрический фактор максимален. Это позволяет обеспечить наибольшее значение эквивалентной проводимости теста и её слабую зависимость от точности установки кольца.

На рис.Ш.І7 показано расположение градуировочных колец относительно возбуждающих и приемных катушек зондов типа 4ФІ и 4ФІ.І, ось которых перпендикулярна плоскости кольца. Такой зонд, как отмечалось ранее, можно представить состоящим из трех двухкатушечных пар, имеющих общую приемную катушку. Результирующее значение э.д.с. вторичного поля зонда 4ФІ в неоднородной среде можно выразить в соответствии с (І.89), (І.98) как сумму э.д.с. двухкатушечных пар:

$$\varepsilon = \varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_3. \quad (\text{Ш.47})$$



Р и с. Ш.17.

В свою очередь, вторичные сигналы двухкатушечных пар можно представить с учетом (I.12) следующим образом:

$$\frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_{0n}} = \frac{L_n^2 \gamma \mu_0 \omega}{2} \cdot Q_n, \quad (\text{Ш.48})$$

где ε_{0n} - сигнал прямого поля n -го двухкатушечного зонда;
 Q_n - геометрический фактор кольца для n -го двухкатушечного зонда.

Подставляя значения ε_n из уравнения (Ш.48) в уравнение (Ш.47), получим:

$$\varepsilon = \frac{\gamma \mu_0 \omega}{2} (\varepsilon_{01} L_1^2 Q_1 - \varepsilon_{02} L_2^2 Q_2 + \varepsilon_{03} L_3^2 Q_3) \quad (\text{Ш.49})$$

Производя элементарные преобразования в (Ш.49), получаем:

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{01}} = L_1^2 \frac{\gamma \mu_0 \omega}{2} \left(Q_1 - \frac{C_1}{P_1} Q_2 + \frac{C_2}{P_2} Q_3 \right), \quad (\text{Ш.50})$$

где $C_1 = \frac{M_2}{M_1}$ } - отношения моментов второй и третьей возбуждающих катушек к моменту главной возбуждающей катушки;
 $C_2 = \frac{M_3}{M_1}$ }
 $P_1 = \frac{L_2}{L_1}$ } - отношения длин второй и третьей двухкатушечных пар к длине главной пары катушек.
 $P_2 = \frac{L_3}{L_1}$ }

В однородной среде относительную величину вторичного сигнала можно записать в виде:

$$\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{01}} \right)^{\text{одн}} = L_1^2 \frac{\gamma \mu_0 \omega}{2} \left(1 - \frac{C_1}{P_1} + \frac{C_2}{P_2} \right). \quad (\text{Ш.51})$$

Используя понятие геометрического фактора многокатушечного зонда (I.9I), можно написать:

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{01}} = \left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{01}} \right)^{\text{одн}} \cdot Q \quad (\text{Ш.52})$$

Сравнивая (Ш.50)+(Ш.52), получаем для зонда типа 4ФI:

$$Q = \frac{Q_1 - \frac{C_1}{P_1} Q_2 + \frac{C_2}{P_2} Q_3}{1 - \frac{C_1}{P_1} + \frac{C_2}{P_2}} \quad (\text{Ш.53})$$

В соответствии с (I.13) геометрический фактор кольца для двухкатушечного зонда

$$Q_n = \frac{r^3 L_n S}{2 R_n^3 q_n^3}, \quad (\text{Ш.54})$$

где R_n - расстояние от кольца до приемной катушки;

Q_n - расстояние от кольца до генераторной катушки соответствующей двухкатушечной пары.

Подставляя (Ш.54) в (Ш.53) и выполняя преобразования, получим окончательное выражение геометрического фактора элементарного кольца для четырехкатушечного зонда:

$$Q_0 = \frac{r^3 L_1}{2R_1^3} \left(\frac{\frac{1}{Q_1^3} - \frac{C_1}{Q_2^3} + \frac{C_2}{Q_3^3}}{1 - \frac{C_1}{P_1} + \frac{C_2}{P_2}} \right). \quad (\text{Ш.55})$$

Для приведенных на рис.Ш.17 размеров геометрические факторы кольца следующие:

$$\text{для зонда } 4\Phi I \quad Q_0 = 87,2 \cdot 10^{-2},$$

$$\text{для зонда } 4\Phi I, I \quad Q_0 = 74,2 \cdot 10^{-2}.$$

Выбор активных сопротивлений. Исходя из (Ш.46), активное сопротивление теста, соответствующее заданной проводимости $\chi_{\text{эпб}}^a$, определяется по формуле

$$R = \frac{2 \pi r Q_0}{\chi_{\text{эпб}}^a}. \quad (\text{Ш.56})$$

В общем случае имитатор-тест активной проводимости (рис.Ш.16) состоит из витка провода, резонансного конденсатора, переключателя эквивалентных значений проводимости, резисторов, определяющих эти значения, и монтажных проводов, поэтому полное сопротивление цепи

$$R = R_b + R_c + R_n + R_p + R_m, \quad (\text{Ш.57})$$

где R_b - активное сопротивление витка на данной частоте;
 R_c - эквивалентное последовательное сопротивление потерь конденсатора;

R_n - переходное сопротивление контактов переключателя;

R_p - сопротивление резистора, включаемого в цепь витка;

R_m - сопротивление монтажных проводов.

Значения R_b и R_m могут быть или измерены на данной частоте

те, или рассчитаны по формуле

$$R_f = R_0 \cdot F(Z), \quad (\text{Ш.58})$$

где R_f - сопротивление переменному току;

R_0 - сопротивление постоянному току;

$F(z)$ - функция, зависящая от диаметра проводника и частоты; значения этой функции имеются в справочной литературе по конструированию радиоаппаратуры (например, /43/).

Значения R_c рассчитываются, исходя из паспортной величины тангенса угла потерь, либо измеряются при выбранном типе конденсатора. Значение R_n учитывается лишь при малых сопротивлениях R и выбирается по паспортным данным на выбранный тип переключателя.

В результате расчетов определяется сопротивление резистора, необходимое для получения заданной эквивалентной проводимости теста:

$$R_p = \frac{2\pi r Q_0}{\gamma_{\text{экв}}^a} - R_{\text{гон}}, \quad (\text{Ш.59})$$

где

$$R_{\text{гон}} = R_g + R_c + R_n + R_m.$$

Обычно выбирается несколько (4-5) значений $\gamma_{\text{экв}}^a$ в пределах диапазона измерений, в том числе два, соответствующие нижнему и верхнему пределам измерений кажущейся проводимости для данной аппаратуры. Одно из положений переключателя резервируется для разрыва цепи витка. В этом положении измеряется нуль-сигнал ("сигнал в воздухе").

Выбор емкости конденсатора. Влияние индуктивности можно исключить, если выполнить условие резонанса (Ш.44). Индуктивность витка, согласно /18/, определяется по формулам

$$L_g = L_e + L_i = L_e \left(1 + \frac{L_i}{L_e}\right), \quad (\text{Ш.60})$$

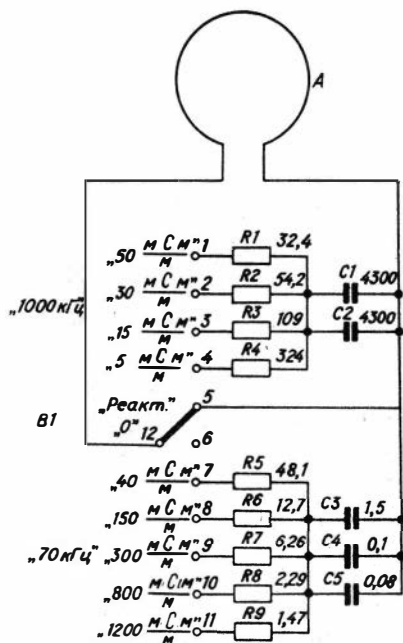
$$L_e = 4\pi r \left(\ln \frac{8r}{a} - 2\right), \quad (\text{Ш.61})$$

$$\frac{L_i}{L_e} = \frac{k_2}{4 \left(\ln \frac{8r}{a} - 2 \right)}, \quad (\text{Ш.62})$$

где L_e - внешняя индуктивность витка;
 L_i - внутренняя индуктивность витка;
 a - радиус провода витка;
 k_2 - коэффициент, зависящий от параметра $\xi = a \sqrt{\gamma \mu \omega}$ и определяемый по графику (см. /И8/);
 γ, μ - удельная проводимость и магнитная проницаемость материала провода витка.

При использовании конденсаторов значительной емкости (пониженные частоты) приходится считаться с их собственной индуктивностью L_c . С учетом L_c необходимая емкость конденсатора

$$C = \frac{1}{\omega^2 (L_0 + L_c)}. \quad (\text{Ш.63})$$



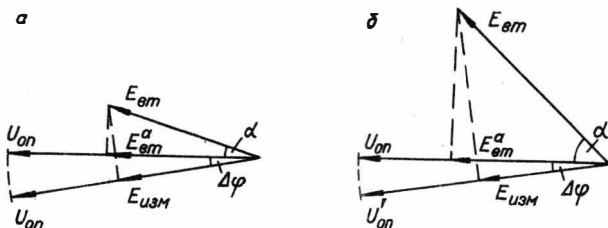
Собственная индуктивность конденсатора может быть получена путем измерения его резонансной частоты либо по справочным данным.

На рис. Ш.18 приведена принципиальная электрическая схема имитатора-теста двухчастотной аппаратуры ВМК. Виток изготовлен из медного провода диаметром 1 мм. Максимальная относительная погрешность градуировки, вызванная температурной нестабильностью в диапазоне температур от 0 до +40°C и разбросом параметров элементов составляет около 2%.

Р и с. Ш.18.

Фазовая настройка измерительного канала с помощью теста.

В аппаратуре ИК, измеряющей любую составляющую наводимой э.д.с. (в частности, активную компоненту), точность измерений зависит от точности фазовой настройки канала. Используя для фазовой селекции сигнала фазочувствительный детектор, необходимо совместить по фазе измеряемую составляющую вектора $E_{ВТ}$ с вектором опорного напряжения ФЧД ($U_{оп}$), действующими на его входах. Неточность фазировки этих векторов вызывает тем большую ошибку, чем больше разность фаз между вектором $E_{ВТ}$ и его измеряемой составляющей. Для случая измерения активной компоненты это иллюстрируется векторными диаграммами на рис. Ш.19^{а, б}, где изображены векторы $E_{ВТ}$, их активные компоненты $E_{ВТ}^a$ (проекция $E_{ВТ}$ на направление вектора $U_{оп}$ при точной фазировке) и измеренные сигналы $E_{изм}$ (проекция $E_{ВТ}$ на направление $U_{оп}$ при наличии ошибки фазовой настройки $\Delta\varphi$).



Р и с. Ш.19.

Из рис. Ш.19 видно, что большему углу α между векторами $E_{ВТ}$ и $E_{ВТ}^a$ соответствует большая погрешность измерения при одинаковой фазовой ошибке. Формула (Ш.27) устанавливает связь относительной фазовой погрешности с наличием ошибки $\Delta\varphi$.

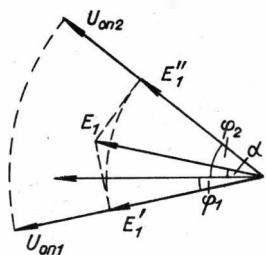
Поскольку явление скин-эффекта и связанный с ним сдвиг по фазе α в высокочастотном индукционном коротаже проявляется в большей степени, чем в методе ИК, требования к точности фазировки в аппаратуре ВИК несколько выше, чем в аппаратуре ИК.

В основном необходимая фазировка сигнала и опорного напряжения ФЧД обеспечивается при разработке измерительной схемы. Для более точной фазовой настройки, учитывающей разброс фазо-

вых сдвигов в отдельных цепях устройства, предусматривается регулируемое фазосдвигающее звено (фазовращатель). При настройке фазовращателя используются такие воздействия (служебные сигналы), фазовые характеристики которых в достаточной степени известны. Например, обычно при настройке аппаратуры, измеряющей активную компоненту вторичной э.д.с., применяется реактивный сигнал. Такой сигнал можно получить, изменяя э.д.с. прямого поля либо путем перемещения одной из катушек вдоль оси, либо путем изменения магнитного момента какой-нибудь катушки (приближение магнитного сердечника, исключение части витков и т.п.). Критерием точной настройки на активную компоненту служит отсутствие влияния реактивного сигнала.

Однако этот способ обладает рядом недостатков: во-первых, он не является универсальным, так как пригоден только для настройки аппаратуры на активную компоненту; во-вторых, для получения реактивного сигнала используются такие воздействия на зонд, которые иногда нежелательны (перемещение катушки), а иногда не обеспечивают требуемой точности (в магнитном сердечнике могут возникать значительные потери, особенно на повышенных частотах).

Ниже описывается метод, пригодный для фазовой настройки аппаратуры индукционного каротажа на любую измеряемую компоненту сигнала $E_{вт}$. Суть метода состоит в следующем. Предположим, что у нас имеется возможность воздействовать на приемное устройство (зонд) таким полем, которое наводит во входной цепи сигнал определенной амплитуды и фазы: $E = E_1 e^{j\alpha}$ (рис. Ш.20).



Р и с. Ш.20.

Выходной сигнал измерительного устройства пропорционален проекции вектора E_1 на направление вектора опорного напряжения ФЧД, приведенного ко входу этого устройства. Если вектор опорного напряжения ФЧД расположен под углом φ к оси абсцисс, то выходной сигнал

$$N_1 = k_1 E_1 \cos \beta, \quad (\text{Ш.64})$$

где k_1 - коэффициент передачи устройства при $\beta = 0$; φ - фаза детектируемой составляющей вектора E_1 ,

$$\beta = \alpha - \varphi.$$

Формула (Ш.64) содержит два неизвестных: K_I и φ . Для определения K_I необходимо измерить максимальный выходной сигнал аппаратуры N_{max} , совместив по фазе вектор опорного напряжения ФЧД с вектором E_I . При этом предполагается, что на величину K_I не влияет регулировка фазы.

При $\beta = 0$

$$N_{max} = k, E_I. \quad (Ш.65)$$

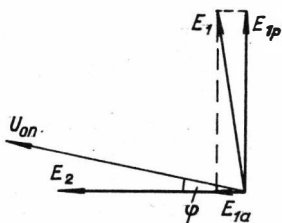
Подставив в (Ш.64) значение K_I из (Ш.65), получим:

$$N_I = N_{max} \cos \beta, \quad (Ш.66)$$

откуда

$$\varphi = \alpha - \arccos \frac{N_I}{N_{max}}. \quad (Ш.67)$$

Как следует из (Ш.67), функция $\varphi(N_I)$ не является однозначной. Из рис.Ш.20 видно, что двум различным углам φ_1 и φ_2 соответствуют одинаковые по модулю проекции E_I' и E_I'' . Поэтому использование лишь одного вектора недостаточно для определения угла φ . Для устранения двузначности в определении этого угла возьмем два известных вектора E_I и E_2 (рис.Ш.21).



Р и с.Ш.21.

Заметим, что чувствительность устройства описываемого типа к фазе входного сигнала минимальна при совпадении её с фазой опорного напряжения ФЧД и максимальна при разности этих фаз, равной 90° . Поэтому необходимо, чтобы один из выбранных векторов был сдвинут по отношению к вектору U_{0n} , фазу которого φ нужно определить, на угол, близкий к 90° . Наличие другого вектора, помимо устранения двуз-

начности в определении угла φ , исключает необходимость измерения коэффициента передачи устройства K_I . Этот вектор выбирается близким по фазе к вектору U_{0n} .

Таким образом, для аппаратуры, предназначенной для измерения активной компоненты сигнала, необходимы два вектора, один из которых по фазе близок в реактивному, а другой -к активному.

Эти сигналы можно получить от градуировочного устройства (имитатора-теста). Так как индуктивность проводящего кольца этого устройства полностью скомпенсирована, один из сигналов является чисто активным (вектор E_2 на рис.Ш.2I). Другой сигнал, близкий к реактивному (E_1), наводится полем короткозамкнутого кольца, активное сопротивление которого мало. Обозначим через E_{1a} и E_{1p} активную и реактивную составляющие вектора E_1 .

Если опорное напряжение имеет фазу φ (см. рис.Ш.2I), выходные сигналы аппаратуры от короткозамкнутого кольца и кольца, индуктивность которого полностью скомпенсирована, соответственно следующие:

$$N_1 = k_1 (E_{1a} \cos \varphi + E_{1p} \sin \varphi), \quad (\text{Ш.68})$$

$$N_2 = k_2 E_2 \cos \varphi. \quad (\text{Ш.69})$$

Из (Ш.68) и (Ш.69) можно получить выражение для φ , не зависящее от K_1 :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{N_1}{N_2} - \frac{E_{1a}}{E_2}}{\frac{E_{1p}}{E_2}}. \quad (\text{Ш.70})$$

Из выражения (Ш.70) можно найти отношение выходных сигналов N_1 и N_2 , которое должно иметь место для заданного угла φ :

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{E_{1p}}{E_2} \operatorname{tg} \varphi + \frac{E_{1a}}{E_2}. \quad (\text{Ш.71})$$

В частности, для аппаратуры, настроенной на активную компоненту ($\varphi = 0$), должно соблюдаться равенство:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{E_{1a}}{E_2}. \quad (\text{Ш.72})$$

Выразим правые части соотношений (Ш.70) и (Ш.72) через электрические параметры устройства, используемого для фазовой настройки. Таким устройством может быть либо имитатор-тест (см. рис.Ш.18), либо подобное ему проводящее кольцо, цепь которого

закрывается при помощи переключателя либо на резонансный конденсатор C с ограничивающим резистором R , либо накоротко. В одном из положений переключателя цепь кольца разомкнута, что дает возможность измерять нуль-сигнал аппаратуры N_0 . Полагая сигналы на выходе приемной цепи зонда пропорциональными проводимости кольца и обозначив через K_2 коэффициент этой пропорциональности, можно записать следующие соотношения:

$$E_2 = k_2 g_2 = k_2 \frac{1}{R+r}, \quad (\text{Ш.73})$$

$$E_{1a} = k_2 g_1 = k_2 \frac{r}{r^2 + (\omega L)^2}, \quad (\text{Ш.74})$$

$$E_{1p} = k_2 b_1 = k_2 \frac{\omega L}{r^2 + (\omega L)^2}, \quad (\text{Ш.75})$$

где g_2 - полная активная проводимость кольца, замкнутого на конденсатор C и резистор R ;
 g_1 - активная составляющая проводимости короткозамкнутого кольца ;
 b_1 - реактивная составляющая проводимости короткозамкнутого кольца ;
 r - активное сопротивление короткозамкнутого кольца ;
 L - индуктивность кольца .

Конденсатор C выбирается из условия $\frac{1}{N_1 \omega C} = \omega L$. С учетом нулевого сигнала аппаратуры отношение $\frac{N_1}{N_2}$ можно записать следующим образом:

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{N_1' - N_0}{N_2' - N_0}, \quad (\text{Ш.76})$$

где N_1' - выходной сигнал аппаратуры при короткозамкнутом кольце ;
 N_2' - выходной сигнал аппаратуры в случае чисто активного характера сопротивления цепи кольца .

Подставляя в (Ш.70)+(Ш.72) выражения (Ш.73)+(Ш.76), получим следующие окончательные формулы для угла φ и параметра n :

$$\operatorname{tg} \varphi = n \frac{r^2 + (\omega L)^2}{\omega L (R + r)} - \frac{r}{\omega L}, \quad (\text{Ш.77})$$

$$n = \frac{r(R+r)}{r^2 + (\omega L)^2} + \frac{\omega L (R+r)}{r^2 + (\omega L)^2} \cdot \operatorname{tg} \varphi. \quad (\text{Ш.78})$$

При выполнении условий

$$r \ll \omega L, \quad r \ll R, \quad (\text{Ш.79})$$

формулу (Ш.78) можно упростить:

$$n \approx \frac{rR}{(\omega L)^2} + \frac{R}{\omega L} \operatorname{tg} \varphi. \quad (\text{Ш.78}^a)$$

Для аппаратуры, настраиваемой на активную компоненту ($\varphi = 0$), формула (Ш.78) имеет вид:

$$n = \frac{r(R+r)}{r^2 + (\omega L)^2}. \quad (\text{Ш.78}^b)$$

Таким образом, регулируя фазосдвигающее звено аппаратуры ИК и получив такие сигналы N_1' и N_2' , при которых параметр n удовлетворяет равенству (Ш.78), мы имеем возможность настроить аппаратуру на измерение любой составляющей сигнала вторичного поля.

По формуле (Ш.77) можно определить фазовый угол детектируемой компоненты сигнала по измеренному параметру n .

§ 9. О технических характеристиках двухчастотной аппаратуры ВМК

Аппаратура ВМК предназначена для измерения в широком диапазоне удельного электрического сопротивления горных пород в нефтяных, газовых и гидрогеологических скважинах индукционным методом с одновременной регистрацией электропроводности на двух частотах. Аппаратура работает на одножильном бронированном каротажном кабеле длиной до 7000 м с любой серийной каротажной

станцией, имеющей унифицированный источник питания УВК-1 (УИП-К) и измерительную панель частотной модуляции (ИПЧМ).

Аппаратура позволяет проводить одновременную регистрацию кажущейся удельной проводимости по двум каналам. В качестве измерительных датчиков используются четырехкатушечные сфокусированные индукционные зонды 4Ф1,0 и 4Ф1,1, работающие на частотах 70 кГц (I канал) и 1000 кГц (II канал) соответственно.

Скважинный прибор состоит из двух частей: электронного блока и зондового устройства с генераторами высокой частоты (рис. П.22 на вкладке). Индукционный зонд маслonaполненный с компенсацией внешнего давления на защитный кожух зондового устройства.

Основные технические параметры

1. Диапазон измерения удельного сопротивления, Ом·м:

	при регистрации активной компоненты	0,6+30
а) по каналу 70 кГц	при регистрации комплексной компоненты	0,3+25
	при регистрации активной составляющей	8+150
б) по каналу 1000 кГц	при регистрации комплексной составляющей	3+130,

что соответствует следующим значениям кажущейся удельной проводимости в однородной среде, мСм/м:

	при регистрации активной компоненты	800+30
а) по каналу 70 кГц	при регистрации комплексной компоненты	1500+35
	при регистрации активной составляющей	45+6
б) по каналу 1000 кГц	при регистрации комплексной составляющей	92+7

2. Нестабильность нуля в диапазоне рабочих температур, мСм/м:

по каналу 70 кГц	не более 5
по каналу 1000 кГц	не более 1

3. Относительная погрешность измерения в рабочем диапазоне температур, %	
до 100°C	не более 5
до 150°C	не более 10
4. Максимальная рабочая температура, °C	+ 150
5. Максимальное гидростатическое давление, кгс/см ²	1000
6. Диаметр, мм:	
индукционного зонда	89
электронного блока	73
7. Длина скважинного прибора, мм	4342
8. Вес скважинного прибора, кг	65

Комплектность

1. Скважинный прибор I шт.
2. Блок управления I шт.
3. Инструменты и запасные принадлежности I компл.

Серийный выпуск осваивает Киевский опытно-экспериментальный завод геофизического приборостроения.

Г л а в а I V

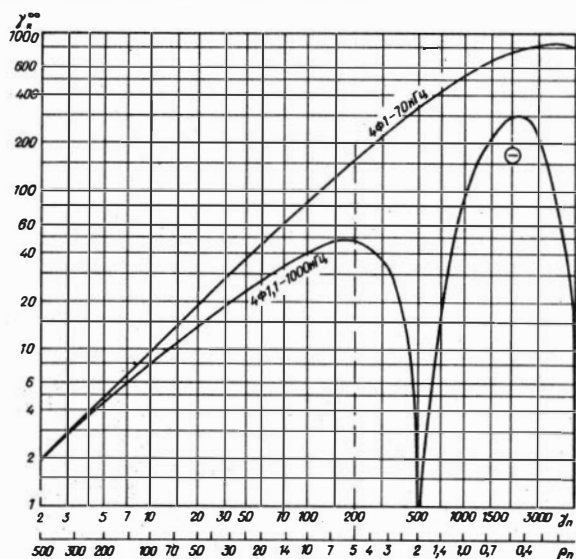
ИНТЕРПРЕТАЦИЯ ДИАГРАММ В И К , ПРИМЕРЫ ДИАГРАФИИ СКВАЖИН

§ I. Исправление искаженных скин-эффектом результатов диаграммы

Переход от измеренной в процессе каротажа величины кажущейся удельной электропроводности к истинному значению проводимости исследуемого пласта является главной задачей интерпретации результатов диаграммы.

Применение относительно высоких частот в аппаратуре ВИК приводит, вследствие скин-эффекта, к нелинейной связи измеряемого значения кажущейся электропроводности (γ_k) и истинного удельного сопротивления однородной среды (ρ). Для количественной оценки влияния скин-эффекта на результаты измерений зондами ВИК были рассчитаны зависимости $\gamma_k(\rho)$ в однородной среде

по формулам (I.97), (I.98). На рис. IY.I представлены кривые $\gamma_{\kappa}(\rho)$ для зондов 4ФI-70 кГц и 4ФI,I-1000 кГц.



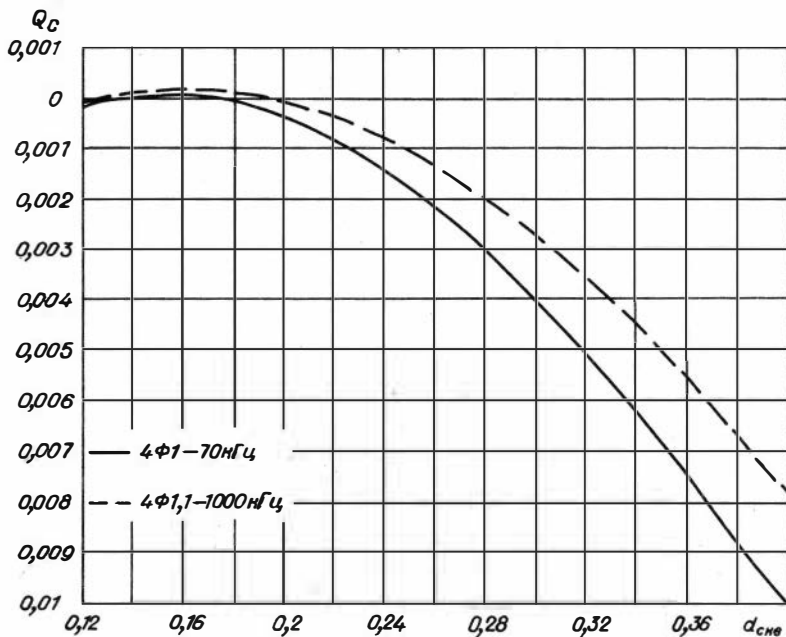
Р и с. IY.I.

По оси ординат отложены значения измеренной кажущейся электропроводности γ_{κ}^{∞} (с учетом поправок, исключающих влияние параметров скважины и ограниченной мощности пласта), а по оси абсцисс - истинные значения удельной проводимости (γ_n) и удельного сопротивления (ρ_n), соответствующие однородной среде с параметрами исследуемого пласта. Для зонда 4ФI,I-1000 кГц на интервале $\rho_n < 20 \text{ м}\cdot\text{м}$ приведена кривая абсолютных значений функции $\gamma_{\kappa}^{\infty}(\rho_n)$. Связь вторичного магнитного поля в этой области ρ_n с γ_{κ}^{∞} и способ прекращения записи сигналов от среды с $\rho < 5-6 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ обсуждались в первой главе (см., например, § 5, рис. I.16^a) и главе третьей (§ 8).

Палетка позволяет переходить от измеренной величины γ_{κ}^{∞} к истинному значению γ_n или ρ_n (рис. IY.I).

§ 2. Введение поправок, учитывающих влияние скважины

Влияние электропроводности бурового раствора и диаметра скважины может учитываться с помощью палетки, представленной на рис. IУ.2.

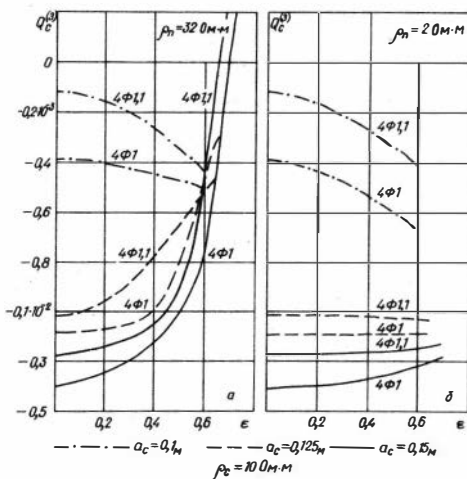


Р и с. IУ.2.

На палетке изображены зависимости $Q_c(d_c)$ для зондов ВМК. Для известного диаметра скважины и центрального положения прибора в скважине величина поправки, в соответствии с (I.17), равна $\gamma_c Q_c$, где $[\gamma_c] = \text{мСм/м}$. В табл. I.4 приведены предельные значения ρ_c и d_c , при которых влияние скважины не превышает 10% от величины сигнала, создаваемого токами, индуцированными в пласте неограниченной мощности. Эта таблица позволяет определить диапазон значений γ_c / γ_n , в пределах которого целесообразно введение поправок (за пределами диапазона поправки пренебрежимо малы). Влияние электропроводности бурового раствора заметно отражается на величине измеряемого сигнала, если $\gamma_c Q_c \sim \gamma_n Q_n$.

Следует отметить, что скважинный прибор может занимать относительно стенок скважины произвольное положение, которое нарушает кольцевое распределение индуцируемых в буровом растворе токов. Это обстоятельство затрудняет введение поправок в результаты диаграммы. Однако применение центрирующих устройств для зондов ИК или гибких вертикальных перегородок, размещаемых радиально между защитным кожухом и стенкой скважины, в первом случае стабилизирует величину сигналов от скважины, во-вторых, кроме того, уменьшает уровень этих сигналов.

При диаграмме разрезов в наклонных скважинах зонд располагается у стенки скважины. Анализ сигналов для смещенных от оси скважины зондов ВМК /II/ позволил оценить вклад скважины в зависимости от величины смещения и соотношения проводимостей пласта бурового раствора.



Р и с. IY.3.

На рис. IY.3 приведены радиальные характеристики зондов 4ФI и 4ФI,1, смещенных относительно оси скважины. Расчеты были выполнены для трех различных радиусов скважины ($a_c = 0,100$, $0,125$ и $0,15$ м) и двух отношений $\rho_c / \rho_c - 32$ и 2 . По оси орди-

нат отложены значения условного геометрического фактора^{ж)}, а по оси абсцисс - отношение величины смещения от оси (r_0) к радиусу скважины (a_c) (в точке пересечения кривых с осью ординат значения геометрических факторов соответствуют расчетным для данного радиуса скважины и централизованного положения зонда). Так, при радиусе защитного кожуха 45 мм максимальное относительное смещение зондов $\epsilon = r_0 / a_c$ в скважине в зависимости от её радиуса принимает следующие значения:

- | | |
|---------------------|---------------------|
| 1) $a_c = 0,1$ м, | $\epsilon = 0,55$; |
| 2) $a_c = 0,125$ м, | $\epsilon = 0,64$; |
| 3) $a_c = 0,15$ м, | $\epsilon = 0,70$. |

Как видно из рис. IV.3^а ($\rho_n / \rho_c = 32$), поведение $Q_c^{(3)}$ существенно зависит от диаметра скважины. Так, например, если $a_c = 0,1$ м, то с увеличением ϵ геометрический фактор, будучи отрицательным, увеличивается по абсолютной величине. При этом для зонда 4ФI, I-1000 кГц $Q_c^{(3)}$ возрастает почти в три раза. Для радиусов скважины, превышающих 0,1 м, геометрические факторы зондов по абсолютной величине уменьшаются, и тем заметнее, чем больше диаметр скважины. Отметим, что в тех случаях, когда $\rho_n / \rho_c = 2$ и $a_c > 0,125$ м, функция $Q_c^{(3)}$ для зондов 4ФI и 4ФI, I практически не зависит от ϵ .

Таким образом, для зонда ВМК, находящегося у стенки скважины наклонного бурения, центрирование прибора становится излишним. В этом случае влияние скважины диаметром более 0,2 м ($\rho_n \gg \rho_c$) уменьшается до постоянной величины в соответствии с расчетным значением $Q_c^{(3)}(\epsilon)$. Это обстоятельство позволяет ввести поправку, учитывающую влияние проводимости бурового раствора.

Следует отметить, что при близких значениях удельных сопротивлений пласта и бурового раствора влияние смещения зондов от оси скважины может не учитываться, т.к. фокусирующие свойства зондов обеспечивают ослабление влияния параметров скважины ($Q_c^{(3)} \gamma_c \ll Q_n \gamma_n$) и введение поправок становится излишним.

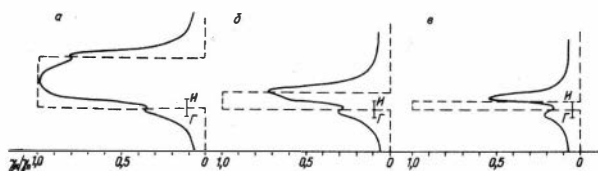
ж) В работе /II/ введено понятие условного геометрического фактора, величина которого зависит не только от радиуса скважины, но и соотношения электропроводностей γ_c / γ_n .

§ 3. Особенности кривых профилирования ВМК

Литологически однородный пласт может состоять из нескольких пластов, различающихся по электрическим параметрам. Интерпретация результатов измерений ВМК предусматривает расчленение разреза на пласты, электропроводность которых постоянная в направлении компоненты электрического поля E_{φ} (см. рис. I. I), возбуждаемого в среде.

Кажущаяся удельная проводимость пласта конечной мощности зависит от его истинного электросопротивления, проводимости вмещающих пород, соотношения между мощностью пласта и длиной зонда и расположения катушек зонда относительно границ пласта.

Исследуем форму кривых кажущейся удельной проводимости пластов ограниченной мощности, диаграмма которых выполняется зондом 4ФI-70 кГц.



Р и с. IУ.4.

На рис. IУ.4^{а, б, в} приведены графики профилирования против одиночных пластов разной мощности ($H = 3,0; 1,0$ и $0,5$ м), имеющих малое удельное сопротивление ($\rho_n = 20 \text{ Ом}\cdot\text{м}$) при относительно высоком удельном сопротивлении вмещающей среды ($\rho_B = 500 \text{ Ом}\cdot\text{м}$). По горизонтальной оси отложено отношение γ_k / γ_k^n . Здесь γ_k — кажущаяся проводимость пласта, рассчитанная в горизонтально-слоистой среде в соответствии с формулой (I. I22), γ_k^n — кажущаяся проводимость в однородной среде с проводимостью пласта.

При мощности пласта, в три раза превышающей длину зонда (рис. IУ.4^а), кривая имеет следующие особенности при перемещении зонда снизу вверх. Показания зонда, находящегося во вмещающей среде ниже подошвы пласта, начинают заметно зависеть от проводимости пласта уже на расстоянии 3 — 4 м от его нижней границы. Когда расстояние между подошвой пласта и измеритель-

ной катушкой зонда становится меньше одного метра, сигнал интенсивно возрастает. Характерная особенность в форме кривой проявляется в момент приближения к нижней границе пласта и при переходе через неё сначала компенсационной, а затем фокусирующей катушек возбуждающей цепи зонда. В момент пересечения этой границы компенсационной катушкой происходит замедление роста и некоторый спад сигнала. Эти особенности в форме кривой исчезают после перехода в интервал пласта фокусирующей катушки и сигнал монотонно нарастает. Максимальные значения γ_k / γ_n ($\sim 0,95$) наблюдаются в средней части пласта на интервале порядка одного метра. В момент, когда центр зонда совпадает с центром пласта, показания достигают экстремального значения ($\gamma_k / \gamma_n = 1$). Далее на графике наблюдается относительно плавный спад показаний. В момент непосредственного приближения и перехода компенсационной и фокусирующей катушек через кровлю пласта на кривой наблюдается характерный всплеск небольшой амплитуды. Этот момент сопровождается незначительным увеличением показаний. В момент выхода из пласта фокусирующей катушки кривая круто спадает, стремясь к показаниям, равным электропроводности вмещающей среды.

Таким образом, кривая кажущейся проводимости имеет несколько асимметричную форму, а экстремальное значение γ_k равно электропроводности пласта. Начальные и конечные точки характерных перегибов кривой смещаются вверх относительно подошвы и кровли пласта (при профилировании снизу вверх) на расстояние, равное разности между длиной фокусирующего и компенсационного зондов ($L_\phi - L_k \approx 0,26$ м). Если мощность пласта больше длины основного зонда в два-три раза, то расстояние между точками перегиба на кривой γ_k / γ_n соответствует мощности пласта.

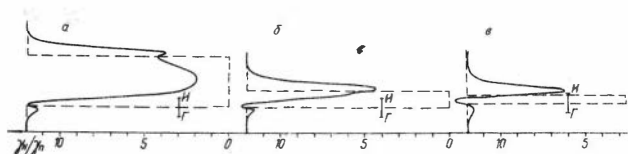
В том случае, когда мощность пласта равна длине зонда или меньше его (рис. IУ.4^{О,В}), конфигурация кривых профилирования ниже подошвы пласта такая же, как и в случае ($\mu \gg L$). Переход компенсационной и фокусирующей катушек через кровлю пласта отмечается экстремальным отклонением кривых профилирования. При этом характерный изгиб в кровле пласта сливается с максимумом кривой, и фронты кривой в районе экстремума тем круче, чем меньше мощность пласта. Выше верхней границы пласта (на рассто-

янии, равном двум длинам зонда) показания кривой соответствуют электропроводности вмещающей среды.

Кривые профилирования против пластов более высокого удельного сопротивления, чем вмещающей породы, по форме почти зеркальны кривым, соответствующим случаю, когда $\rho_n \ll \rho_s$ (рис. I.22). На основе анализа кривых профилирования зондом 4ФI-70 кГц (рис. I.22) положение границ пласта можно установить по следующим признакам.

При мощности пласта, превышающей длину зонда ($H > l$ м), подошва и кровля пласта находятся в середине интервала характерного изгиба кривой. При этом точкой записи кривой профилирования (диаграммы) является центр зонда.

Поведение профилирующих кривых, рассчитанных для зонда 4ФI, I-1000 кГц в случае, когда удельная электропроводность пласта в 25 раз меньше проводимости вмещающих пород, изображено на рис. IV.5 ($\rho_n = 250 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, $\rho_s = 10 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, мощности пластов равны 0,5, 1,0 и 3,0 м соответственно).



Р и с. IV.5.

С приближением зонда к нижней границе пласта заметное уменьшение показаний начинает проявляться на таком расстоянии до подошвы пласта, которое несколько меньше длины основного зонда. При этом форма кривой практически не зависит от мощности пласта (рис. IV.5).

При входе в пласт компенсационной (к) катушки (рис. IV.5^а) на кривой появляется характерный изгиб. При этом вначале показания уменьшаются до значения, соответствующего показаниям во вмещающей среде, а далее, после перехода фокусирующей катушки через нижнюю границу, γ_k / γ_n^n приближается к значению, соответствующему проводимости пласта. Минимум отношения γ_k / γ_n наблюдается в интервале пласта против его центра. Далее величина γ_k / γ_n

стремится к значению, соответствующему электропроводности вмещающей среды, при этом кровля пласта отмечается характерным отклонением. Асимптотическое значение, равное удельному сопротивлению вмещающей среды, выше кровли пласта достигается на расстоянии одного метра от границы раздела до центра зонда.

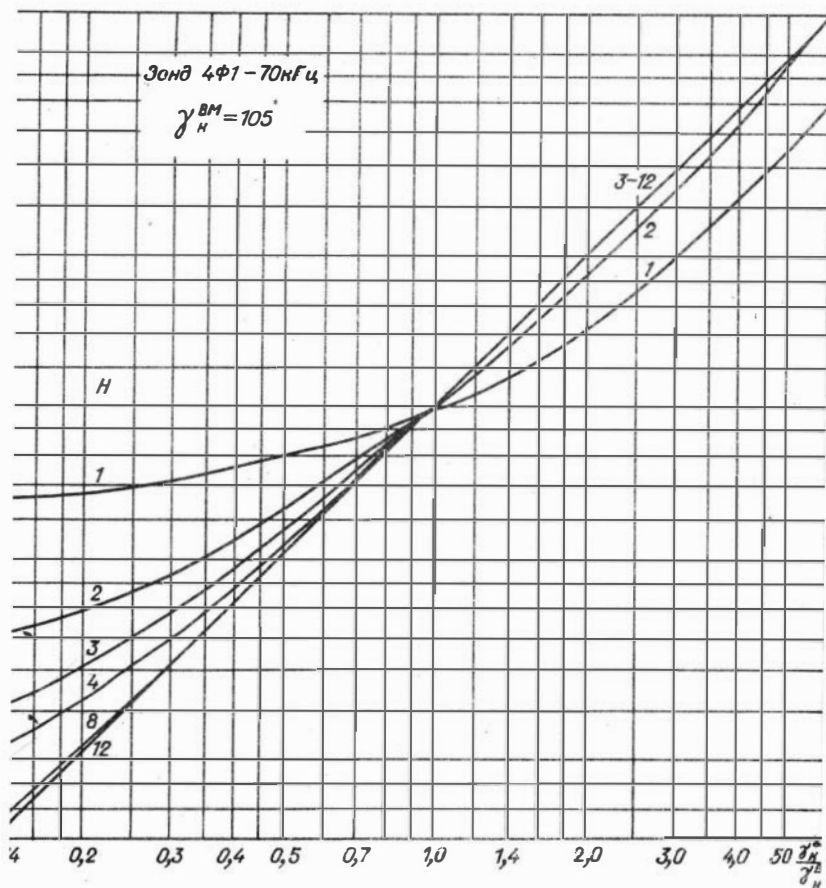
С уменьшением мощности пласта изгиб кривых на нижней границе пластов (рис. IУ.5^{б,в}) становится еще более резким. Асимптотическое значение показаний во вмещающей среде после выхода зонда из пласта достигается тем дальше от кровли пласта, чем меньше его мощность.

Границы пластов наиболее характерно отмечаются при мощности пласта большей длины зонда и соответствуют положению центра зонда в точке пересечения штриховой линии (истинная граница пласта) с кривой профилирования. С уменьшением мощности пласта (например $H < 0,5 L$) изгиб на кривой, соответствующей кровле пласта, смещается в сторону минимума γ_k / γ_k^a , расположенного внутри интервала пласта, а граница подошвы пласта приходится на середину характерного искривления кривой профилирования.

Рассмотрение кривых профилирования показывает, что наибольшей крутизной показаний γ_k / γ_n на единицу интервала глубины обладают кривые профилирования, соответствующие зонду 4Ф1, I-1000 кГц. Это обстоятельство подтверждает его лучшую вертикальную характеристику.

§ 4. Палетки для учета влияния вмещающих пород на показания зондов ВИК

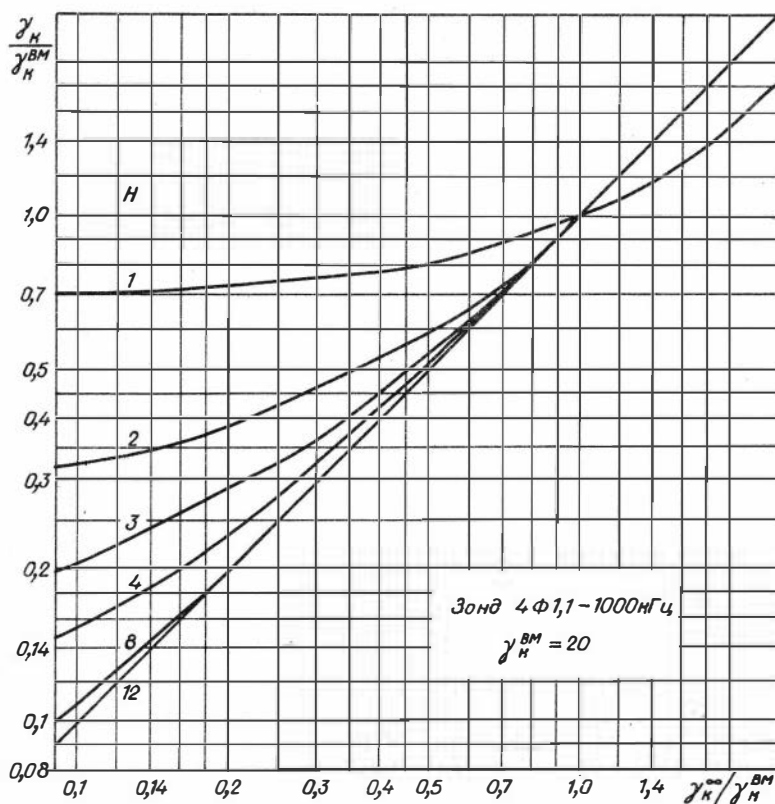
Влияние вмещающих пород на показания зондов аппаратуры ВИК в пластах ограниченной мощности может быть значительным (см. гл. I). Для обработки измерений, полученных зондами аппаратуры ВИК, пользуются палетками, составленными по результатам расчета полей в горизонтально-слоистой среде. На каждой палетке с шифром $\gamma_k^b - const$ изображаются кривые γ_k / γ_k^b ($\gamma_k^\infty / \gamma_k^a$). Шифр кривых - мощность пласта. Обозначения: γ_k и γ_k^b - значения кажущихся проводимостей исследуемого пласта и вмещающих пород, установленные по результатам каротажных измерений; γ_k^∞ - исправленное значение кажущейся проводимости пласта.



Р и с. IY.6^a.

Введение поправок по палеткам, приведенным в качестве при-
ра на рис. IY.6^{a, б}, осуществляется следующим образом. По ре-
зультатам диаграммы разреза скважины устанавливается отношение
 γ_{κ}^{δ} . При известной мощности пласта определяется отношение
 $\gamma_{\kappa}^{\text{BM}}$, в котором величина γ_{κ}^{∞} в дальнейшем исправляется с
мощью палетки, учитывающей влияние скин-эффекта. Отметим, что
эт поправки, выражающей влияние вмещающих пород при ограни-

ченной мощности пласта, следует производить после исключени искажающего воздействия скважины (рис. IУ.2).



Р и с. IУ.6^б.

Как видно из палеток, представленных на рис. IУ.6^{а,б}, влияние электропроводности вмещающей среды тем заметнее, чем точнее выполняются неравенства $\gamma_K / \gamma_K^{\delta} \ll 1$ и $\gamma_K^{\infty} / \gamma_K^{\delta} \ll 1$ и чем меньше мощность пласта. В том случае, когда электропроводность пласта (γ_K) больше проводимости вмещающих пород ($\gamma_K / \gamma_K^{\delta} > 1$ и $H \geq 3$ м, влияние вмещающих пород можно не учитывать для зонда 4Ф1-70 кГц и при $H > 1,5$ м - для зонда 4Ф1,1-1000 кГц

§ 5. Палетки ВМК для учёта влияния зоны проникновения
Комплексные палетки

Зона проникновения по разному влияет на результаты измерений зондами 4ФІ-70 кГц и 4ФІ,І-1000 кГц. В общем случае показания обоих зондов зависят от диаметра зоны проникновения и её электропроводности. При этом более проводящая, чем пласт, зона проникновения оказывает большее влияние.

При повышающем проникновении фильтрата бурового раствора в пласт (рис. I.19^{а,б}) зона проникновения диаметром не более 1-1,2 м слабо влияет на результаты измерений в установленных для зондов ВМК диапазонах измерений удельных сопротивлений.

Влияние зоны проникновения наиболее полно отражается на палетках, построенных по данным расчета трехслойной модели среды (скважина-зона проникновения-пласт) при неограниченной мощности пласта (формула I.102). Палеточный материал представлен в виде кривых $\gamma_{\kappa}^{\infty}(\gamma_n)$ или $\gamma_{\kappa}^{\infty}(f_n)$, шифр которых - удельное сопротивление зоны проникновения (ρ_{Δ}). На палетках по оси ординат отложены значения γ_{κ}^{∞} - кажущаяся проводимость пласта (после введения поправок, учитывающих влияние параметров скважины и ограниченной мощности пласта), по оси абсцисс - γ_n - истинное значение электропроводности пласта ($\rho_n = 1/\gamma_n$).

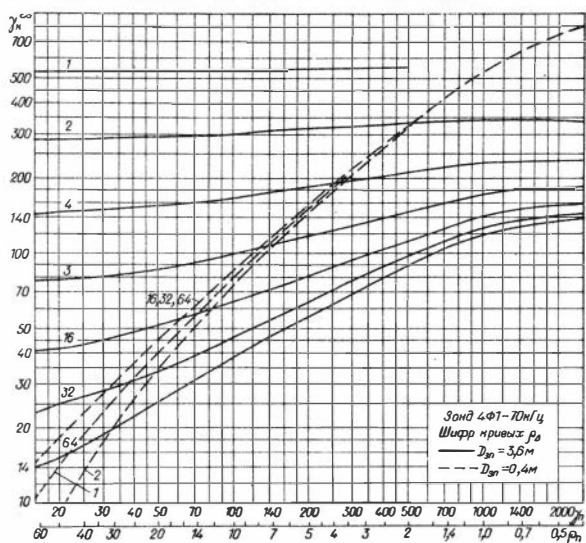
Палетки для зонда 4ФІ-70 кГц построены в двух сериях: одна серия соответствует $d_c = 0,20$ м, вторая - $d_c = 0,30$ м. Удобность разделения палеток по размеру диаметра скважины очевидна, поскольку удельное сопротивление бурового раствора при расчетах трехслойных палеток было принято достаточно высоким и поправки, учитывающие влияние скважины указанных размеров в рабочих диапазонах измерения электропроводности пласта, малы. В целом обе серии образуют комплект палеток для зонда 4ФІ-70кГц. Этот комплект состоит из семи бланков, различающихся значением диаметра зоны проникновения: $D_{zn} = 0,4; 0,6; 0,8; 1,2; 1,6; 2,4$ и $3,6$ м.

Анализ палеток позволяет сделать следующие выводы.

На палетках, соответствующих небольшим диаметрам зоны проникновения (0,4; 0,6 и 0,8 м), кривые с различными значениями сливаются в одну кривую, которая с удовлетворительной точностью совпадает с кривой для однородной среды (рис. IУ.1) в диа-

пазоне $\rho_n < 20 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ и $\rho_\Delta > 2 \text{ Ом}\cdot\text{м}$. При большем значении ρ_n и $\rho_\Delta < 2 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ показания γ_{κ^∞} занижаются и тем больше, чем меньше ρ_Δ . Такой характер изменений γ_{κ^∞} при увеличении проводимости зоны проникновения связан с отрицательным значением геометрического фактора цилиндра, диаметр которого меньше 0,4 м. Отметим поведение γ_{κ^∞} на палетке с $D_{3n} = 0,8 \text{ м}$. Здесь влияние электропроводности зоны проникновения становится незначительным благодаря малой величине геометрического фактора. Эта особенность приводит к более слабой зависимости γ_{κ^∞} от ρ_Δ , чем те зависимости, которые можно наблюдать на палетках с шифром $D_{3n} = 0,4 \text{ м}$ и $0,6 \text{ м}$.

При $D_{3n} > 1 \text{ м}$ измеряемый параметр сильнее зависит от сопротивления зоны проникновения. При этом расхождение семейства кривых на палетках тем больше в области малых величин электропроводности пласта (γ_n), чем меньше удельное сопротивление зоны проникновения и чем больше её диаметр. Например, при $D_{3n} = 3,6 \text{ м}$ значения измеряемого параметра γ_{κ^∞} слабо зависят от электропроводности пласта при $\rho_\Delta < 2 \text{ Ом}\cdot\text{м}$. Вместе с тем если $\rho_\Delta = 8 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, то при изменении ρ_n от 30 до 0,5 Ом·м величина измеряемого параметра изменяется почти в 2,5 раза. Эта особенность хорошо видна на рис. 1У.7, где приведены два семей-

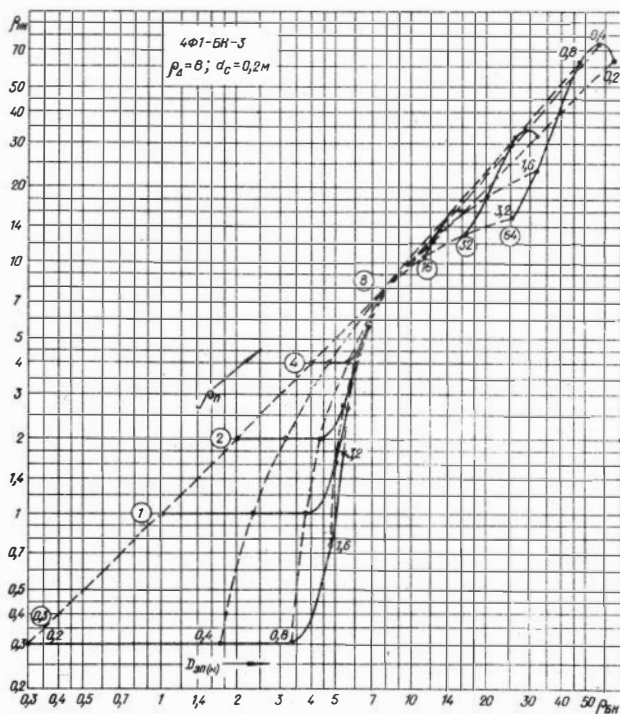


Р и с. 1У.7.

ства кривых $\gamma_{\kappa}^{\infty}(\gamma_{\rho})$ для пластов неограниченной мощности и слабо проводящей скважины. Семейство кривых, изображенное штриховыми линиями, соответствует $D_{3\mu} = 0,4$ м и другое - $D_{3\mu} = 3,6$ м.

Чувствительность фокусирующих индукционных зондов (с относительно небольшими геометрическими размерами L) к удаленным участкам среды позволяет создать оригинальные способы комплексной интерпретации [3,19], в результате которой определяются диаметр зоны проникновения и электропроводность пласта.

Набор комплексных палеток для зонда 4ФІ-70 кГц и аппаратуры БК-3 состоит из пяти бланков, шифром которых является удельное сопротивление зоны проникновения ($\rho_{\delta} = 5,8, 16, 32$ и $640 \text{ м}\cdot\text{м}$).



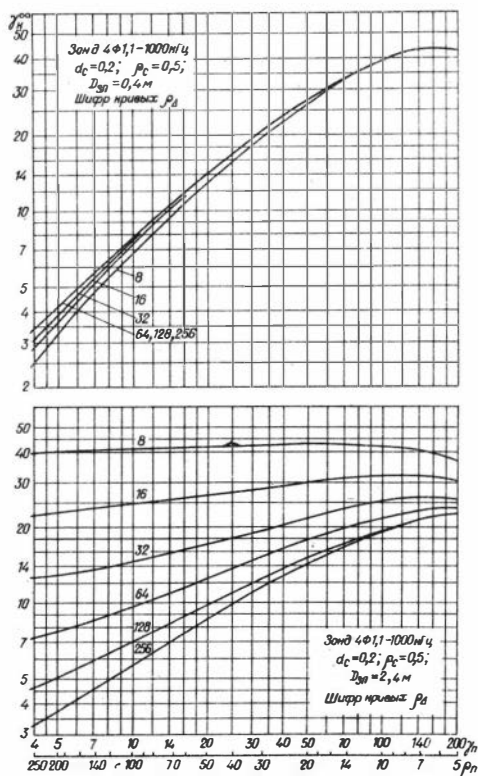
Р и с. ІУ.8.

На рис. ІУ.8 показан пример комплексной палетки. По вертикальной оси отложены значения удельного сопротивления среды, измеренного зондом 4ФІ-70 кГц и предварительно исправленного

путем введения поправок, учитывающих влияние параметров скважины (рис. IУ.2 и IУ.3), ограниченной мощности пласта (пример палетки на рис. IУ.6) и скин-эффекта (рис. IУ.1). По горизонтальной оси отложены значения $\rho_{БК}$. На палетках сплошные линии соответствуют истинному удельному сопротивлению пласта. Шифры этих кривых имеют значения 0,3; 1; 2; 4; 8; 16; 32 и 64 Ом·м. Линии графиков в штриховом исполнении принадлежат различным значениям диаметра зоны проникновения: 0,2; 0,4; 0,8; 1,6 и 3,2 м. Левая часть кривых, ниже точки пересечения графиков ($\rho_{иК} = \rho_{БК} = \rho_{\Delta}$), соответствует повышающему проникновению фильтрата бурового раствора в пласт, правая - понижающему проникновению.

Остановимся на особенностях комплексной палетки 4ФI-БК-3 (рис. IУ.8). В области повышающего проникновения изменение $D_{зп}$ от 0,2 до 0,8 м не влияет на $\rho_{иК}$ (кривые ρ_n параллельны горизонтальной оси палетки) и заметно сказывается на показаниях БК-3. При увеличении диаметра зоны проникновения ($D_{зп} > 0,8$ м) показания зонда БК-3 сохраняют свою зависимость от ρ_{Δ} , слабо реагируя на дальнейшее увеличение диаметра зоны. Вместе с тем показания зонда 4ФI-70 кГц, чутко реагируя на эти же изменения зоны проникновения, даже при $D_{зп} = 3,2$ м более чувствительны к измеряемому параметру пласта. Так, например, при $\rho_n = 0,3$ Ом·м и $0,2 \leq D_{зп} \leq 0,8$ м, $\rho_{иК} = \rho_n$ постоянно, а $\rho_{БК}$ возрастает с 0,3 до 0,4 Ом·м (в II раз). При $0,8 \leq D_{зп} \leq 3,2$ м $\rho_{иК}$ увеличивается до $\sim 1,7$ Ом·м (\sim в 6 раз), а $\rho_{БК}$ - до 5,3 Ом·м, т.е. в последнем интервале $D_{зп}$ на $\sim 55\%$ (в целом в 18 раз). Таким образом, оценивая чувствительность по значениям удельного сопротивления, можно видеть, что потеря чувствительности к пласту у зонда 4ФI в три раза меньше, если $D_{зп} = 3,2$ м.

Рассмотрим область понижающего проникновения. Здесь влияние ближней зоны тем заметнее сказывается на показаниях зонда 4ФI-70 кГц, чем меньше ρ_{Δ} по сравнению с ρ_n . При малом отличии удельных сопротивлений зоны проникновения и пласта, например, когда $\rho_n = 16$ Ом·м, показания обоих зондов, и 4ФI и БК-3, примерно в одинаковой мере зависят от $D_{зп}$. Интересно отметить характерный изгиб кривых ρ_n в интервале значений $0,2 \leq D_{зп} \leq 0,8$ м, который обусловлен повышенной чувствительностью зонда 4ФI к указанному интервалу диаметров цилиндров с экстремальным значением при $D_{зп} \approx 0,4$ м (см. рис. I.18).



Р и с. IY.9.

Палетки для учета влияния параметров зоны проникновения для зонда 4Ф1, I-1000 кГц состоят из четырех серий. В каждой серии насчитывается по четыре палетки, которые различаются диаметром зоны проникновения. Две серии палеток для диаметра скважины 0,2 м отличаются значениями удельного сопротивления бурового раствора: 0,5 и 2 Ом.м. Две другие серии построены для диаметра скважины, равного 0,3 м при тех же значениях бурового раствора. Шифр кривых на палетках соответствует значению удельного сопротивления зоны проникновения.

В табл. IY.1 приведены основные сведения о комплекте палеток для зонда 4Ф1, I-1000 кГц.

Т а б л и ц а IY.1

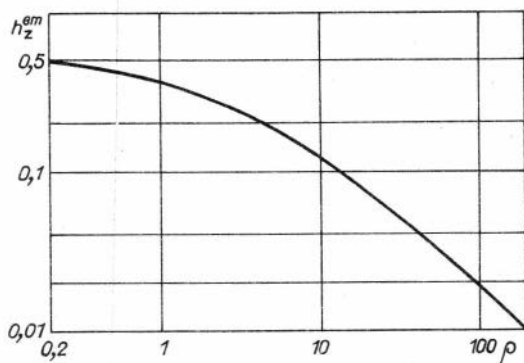
ρ_c (Ом·м)	D_{3n} (м)				Шифр кривых ρ_a (Ом·м)				
	$d_c = 0,2$ м		$d_c = 0,3$ м						
0,5	0,4	0,8	1,6	2,4	0,6	1,2	2,4	3,6	8, 16, 32, 64
2,0	0,4	0,8	1,6	2,4	0,6	1,2	2,4	3,6	

В качестве примера на рис. IY.9 изображены две палетки. Штриховые линии соответствуют семейству кривых с общим шифром $D_{3n} = 0,4$ м, сплошные линии - $D_{3n} = 2,4$ м. По вертикальной оси отложены значения кажущейся проводимости, полученные после вве-

дения поправок, учитывающих влияние параметров скважины и вмещающих пород с помощью соответствующих палеток.

§ 6. Результаты измерений в скважинах

Измерения в скважинах способом ВИК проводились на разных этапах разработки метода и аппаратуры. Так, например, в одном из вариантов аппаратуры диэлектрического индуктивного каротажа /7,8/ был применен канал ВИК с зондом 4Ф1, I-1000 кГц. При этом регистрировался полный вторичный сигнал, полярность которого не изменялась в диапазоне удельных сопротивлений среды от 0,5 до 150 Ом.м.



Р и с. IУ. IО.

На рис. IУ. IО представлена градуировочная кривая зонда 4Ф1, I-1000 кГц при регистрации амплитуды вторичного магнитного поля.

Опробование в скважинах комплексной аппаратуры, в составе которой работал канал ВИК, проводилось совместно с трестами "Татнефтегеофизика" на Ромашкинском месторождении нефти и "Башнефтегеофизика" в районах деятельности Арланской промышленно-геофизической конторы. Выбор этих районов для экспериментальных работ прежде всего обуславливался достаточным количеством скважин, предоставляемых для проведения экспериментальных исследований, и геолого-геофизическими параметрами разрезов,

во многом сходными с условиями Западной Сибири. Здесь имеются пласты с повышенными значениями удельных сопротивлений осадочных формаций, скважины с умеренными величинами параметров ($d_c \approx 0,2 \text{ м}$, $\rho_c \geq 0,5 \pm 1,0 \text{ Ом} \cdot \text{м}$), небольшие температуры, достигающие максимальных значений на забое скважины глубиной до двух километров (+ 50°C).

Целью скважинных опробований аппаратуры ВИК на первом этапе являлось получение диаграммы скважин с оценкой пластов по удельному электрическому сопротивлению, сопоставление расчленяющей способности и количественной оценки пластов по ρ с данными стандартных методов электрометрии (индукционного, метода сопротивлений, бокового каротажа и др.). В связи с повышенной расчленяющей способностью зонда 4Ф1, I-1000 кГц представлялось интересным рассмотреть воспроизводимость измерений и соответствие расчетной кривой и экспериментальной в адекватных моделях среды.

Остановимся на некоторых результатах опробования аппаратуры ВИК.

В скважинах 4304, 4480, 4099 Ново-Хазинской площади Башкирии верхние горизонты отложений, относящиеся к верхнему карбону, бурились на воде. Вскрытие продуктивных горизонтов угленосной свиты проводилось на глинистом буровом растворе.

В комплекс предварительного каротажа входили измерения удельного сопротивления пород аппаратурой бокового каротажа БК-3. Окончательный каротаж проводился сразу после добуривания нижних пластов угленосной свиты. Проникновение фильтра бурового раствора в проницаемые пласты незначительно и не превышало двух диаметров скважины.

Измерения каналом ВИК (зонд 4Ф1, I-1000 кГц) производились при окончательном каротаже скважин и предусматривали запись диаграмм как нижних продуктивных горизонтов, так и верхних отложений среднего карбона в интервалах, где проводился предварительный стандартный каротаж.

В табл. IV.2 приведены результаты оценки некоторых пластов в скважине 4304 по удельному сопротивлению. При интерпретации данных измерений, полученных каналом ВИК, учитывалось влияние вмещающих пород. Удельное сопротивление бурового раствора составляло 4 Ом.м и не оказывало влияния на результаты измерений.

Т а б л и ц а I V . .

№ пласта	Интервал глубин (м)	H (м)	Удельное сопротивление (Ом·м)			Геологическая и петрофизическая характеристики пластов
			БКЗ	АБК-3	ВИК	
I	826-838	12	40	60	40	Средний карбон
2	893-897,5	4,5	15	25	16	Известняк
3	912-917,5	5,5	30	28	30	"-
4	922,5-924,5	2,0	-	40	30	"-
5	932-937	5,0	35	40	35	"-
6	953,8-956,6	2,8	-	65	60	"-
						Угленосная свита
7	1231-1235,6	4,5	85	-	90	Песчаник, заглинизированный, уплотнен.
8	1248,8-1253,6	4,8	50	-	55	Песчано-глинистый нефтеносный
9	1263,2-1264,8	1,6	-	-	23	Песчаник нефтеносный
10	1276,8-1280,8	4	30	-	35	Песчаник неравномерн о глинистый
11	1297-1304	7	30	-	35	Известняк

Результаты интерпретации пластов № 1,2,3,5 по ВИК хорошо согласуются с данными БКЗ. Маломощные пласты № 4 и № 6, не поддающиеся оценке по БКЗ, проинтерпретированы по данным АБК-3 и ВИК. При этом имеется расхождение в результатах оценки ρ_n в сторону занижения по измерениям ВИК.

В скважине 4099 Ново-Хазинской площади характерно сравнительно низкое удельное сопротивление продуктивных пластов. Результаты оценки некоторых пластов в этой скважине представлены в табл. IV.3.

Высокая расчленяющая способность зонда 4Ф1, I-1000 кГц является в характерной особенности кривых диаграммы разреза скважины № 4480 в интервале среднего карбона. При сопоставлении кривой ВИК с АБК-3 можно отметить следующее. Разделение разреза на пласты с различной электропроводностью по данным аппаратуры ВИК с зондом 4Ф1, I-1000 кГц близко к расчленяющей спо-

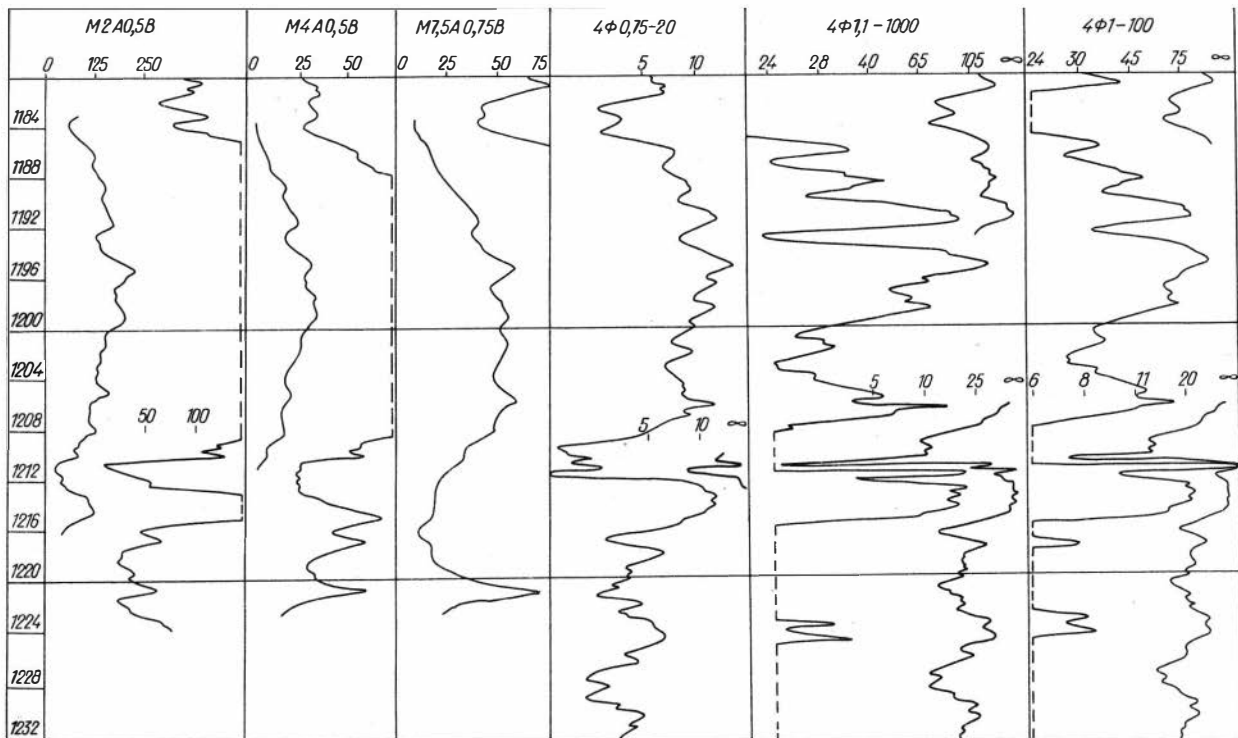
№ пласта	Интервал глубин (м)	Н (м)	Удельное сопротивление (Ом·м)			Геологическая и петрофизическая характеристики пластов
			БКЗ	АБК-3	ВИК	
1	I222-I225,5	3	-	-	60	Средний карбон Известняк
2	I249-I257	8	3	-	20	"-" Угленосная свита
3	I264-I266,4	2,4	-	-	15	Песчаник нефтеносный

способности аппаратуры АБК-3, если удельное сопротивление пластов не более 100-150 Ом·м. Наибольшая дифференциация разреза методом ВИК наблюдается при переходе зонда в относительно низкоомные пласты с $\rho_n < 5$ Ом·м.

В дальнейшем с целью сохранения глубинности исследования в пластах пониженного удельного сопротивления ($\rho_n < 15-20$ Ом·м) была разработана аппаратура ВИК, в которой вторым каналом является индукционный зонд 4ФI-100 кГц. Основные характеристики этого зонда совпадали с характеристиками зонда 6ФI-50 кГц аппаратуры АМК-3. Таким образом, комплекс двух зондов 4ФI, I-1000кГц и 4ФI-100 кГц (при регистрации амплитуды вторичного поля) позволял расширить возможности ИК при изучении радиальной неоднородности пластов в специфических условиях отдельных нефтеносных регионов страны.

На рис. IY.II приведены результаты диаграммы по скважине № 8345 Зеленогорской площади Татарской АССР в терригенных разрезах угленосной свиты. Удельное сопротивление бурового раствора ~ 1 Ом·м. Здесь в интервале глубин до I200 м заметно более детальное расчленение разреза по кривым ВИК (зонды 4ФI-100 кГц и 4ФI, I-1000 кГц).

Расхождение в оценке значений удельного сопротивления пластов, определенных по данным измерений аппаратурой бокового каротажа и ВИК в скважине № 8328 (табл. IY.4), по-видимому, связано с проникновением фильтра бурового раствора в пласт на значительную глубину. Измерения аппаратурой ВИК и АБК-3 проводи-



лись через несколько дней после окончания всех подготовительных работ, перед спуском в скважину обсадной колонны труб. В этой скважине перед проведением каротажа проводилась смена бурового раствора, поскольку первоначальный раствор имел значительную вязкость, что не позволяло опустить глубинные приборы до забоя скважины.

Скважина № 8234 Павловской площади была заполнена к моменту каротажа минерализованным буровым раствором с $\rho_c = 0,7 \text{ Ом}\cdot\text{м}$. Это обстоятельство привело к необходимости введения поправок, учитывающих влияние скважины при оценке измеряемого параметра по пласту повышенного удельного сопротивления ($\sim 100 \text{ Ом}\cdot\text{м}$). При средних значениях кажущегося удельного сопротивления пласта ($20 \pm 50 \text{ Ом}\cdot\text{м}$) и более низких ($< 20 \text{ Ом}\cdot\text{м}$) введение поправок становится излишним ввиду их малости.

Кыновская пачка глин на Ромашкинском месторождении нефти по электропроводности представляется удобным реперным горизонтом. Удельное сопротивление этой пачки колеблется в небольших пределах относительно среднего значения, равного 4 ом. Как видно из табл. IY.4, данные измерений методами БКЗ, ПМК и ВМК в интервале кыновского горизонта совпадают в большинстве случаев.

Наряду с положительными сторонами амплитудного способа регистрации вторичного магнитного поля, когда сохраняется однополярность измеренных сигналов от пород с удельным сопротивлением вплоть до долей ом-метра и расширяется возможность разноглубинного исследования низкоомных пластов, такой метод измерений не обладает достаточной защищенностью от воздействия возможных нестабильностей прямого поля, например, при повышенных значениях перепада температур ($-40 \pm +150^\circ \text{C}$). Кроме того, недостатки амплитудного метода детектирования наиболее ощутимы при соизмеримых уровнях полезного сигнала и нестабильностях сигнала нулевого отсчета. Недостатки другого рода отмечались и ранее в гл. Ш. В связи с этими обстоятельствами перевод аппаратуры ВМК на регистрацию активных компонент по обоим каналам представлялся целесообразным. В частности, обеспечивалась лучшая помехозащищенность к нестабильности компенсации прямого поля и достигалась линейность детектирования во всем динамическом диапазоне сигналов.

Вместе с тем изменения в аппаратуре ВМК, связанные с ре-

Т а б л и ц а IY.4

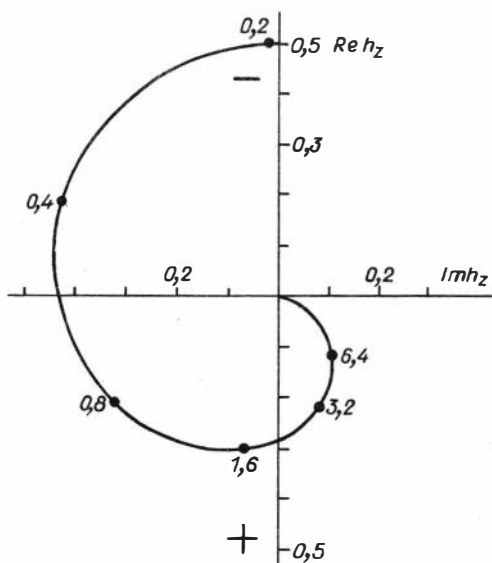
№ пласта	Интервал глубин (м)	Н (м)	Удельное сопротивление (Ом·м)				Геологическая и петрофизическая характеристики пласта
			БКЗ	АБК-З	ПИК	ВИК	
Т а ш л и я р с к а я № 7624							
1	I642-I649	7	5	5	4,5	5	Кыновский, глины
2	I664-I667,5	3,5	-	90	90	100	Пашийский, песчаник нефтеносный
3	I673-I683	10	1,5	3	1,8	2,0	Пашийский, песчаник водоносный
4	I684-I687	3	-	15	22	23	Пашийский, песчаник
5	I688-I700	12	1,5	2,5	1,3	1,5	Пашийский, песчаник водоносный
П а в л о в с к а я № 8234							
1	II58-II64	12	100	100	80	90	Серпуховско-Окский, карбонатный
2	II53-II65	2	-	200	33	35	Серпуховско-Окский, карбонатный плотный
3	I200-I220	20	20	30	20	18	—"
4	I770,5-I773,5	3	-	70	45	46	Пашийский, песчаник нефтеносный
5	I781-I785,5	4,5	50	75	45	50	—"
6	I803-I814	11	1,3	5	1,3	1,5	Пашийский, песчаник водоносный
7	I744-I754	10	4	4	4	4	Кыновский, глины
З е л е н о г о р с к а я № 8328							
1	I770-I780	10	4	4,5	-	4	Кыновский, глины
2	I782,8-I785	2,2	-	3,3	-	7	Пашийский, песчаник заглинизирован. нефтеносный
3	I785-I788	3	-	65	-	50	Пашийский, песчаник нефтеносный
4	I800-I802	2	-	13	-	4	Пашийский, песчаник
5	I807,5-I815,2	7,7	8	14	-	12	Пашийский, песчаник

гистрацией активной компоненты, предусматривали автоматическое отключение канала ВК-1000 кГц от системы регистрации сигналов, если последние соответствовали такой среде, удельное сопротивление которой становилось менее 5 Ом·м. Необходимость такой операции в процессе диаграммы наглядно демонстрируется годографом вторичного магнитного поля для зонда 4Ф1, I-1000 кГц в однородной среде, представленной на рис. IV.12.

Отрезок прямой, ограниченный началом координат и точкой пересечения прямой с годографом, соответствует амплитуде

$$h_z^{6m} = \sqrt{(R_e h_z^{6m})^2 + (J_m h_z^{6m})^2}.$$

Как видно из рис. IV.12, с уменьшением сопротивления среды



Р и с. IV.12.

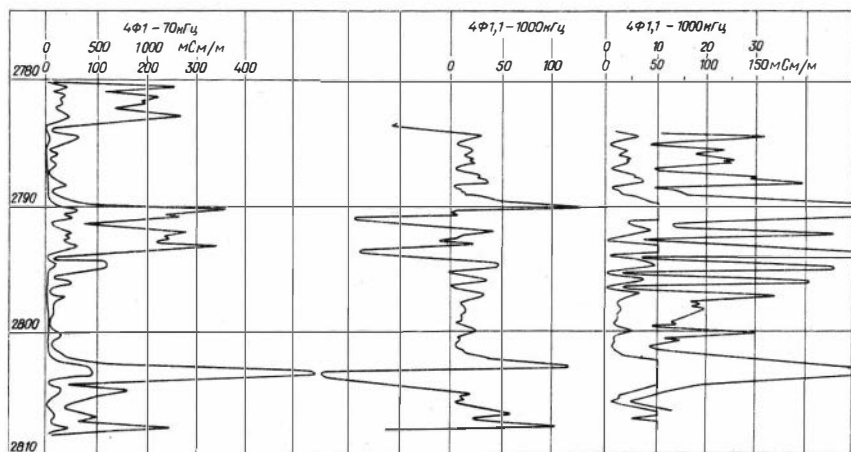
амплитуда интенсивно нарастает, если $\rho \leq 0,7-0,5$ Ом·м, и далее её рост замедляется, достигая экстремального значения при $\rho = 0,2$ Ом·м. Активная компонента по иному зависит от ρ . Первого экстремального значения она достигает при $\rho \approx 6,0$ Ом·м, далее уменьшается до нуля и, сменив знак, проходит через экстремальное значение при $\rho \approx 0,5$ Ом·м.

Для ограничения активной компоненты вторичного поля от среды с удельными сопротивлениями менее 5 Ом·м в ОКБ ГП УССР было спроектировано специальное устройство для автоматического отключения кана-

ла регистрации сигналов от зонда 4Ф1, I-1000 кГц. С этой целью сигнал низкой частоты с блока преобразования сигналов зонда 4Ф1-70 кГц (канал I) в измерительной панели частотной модуляции

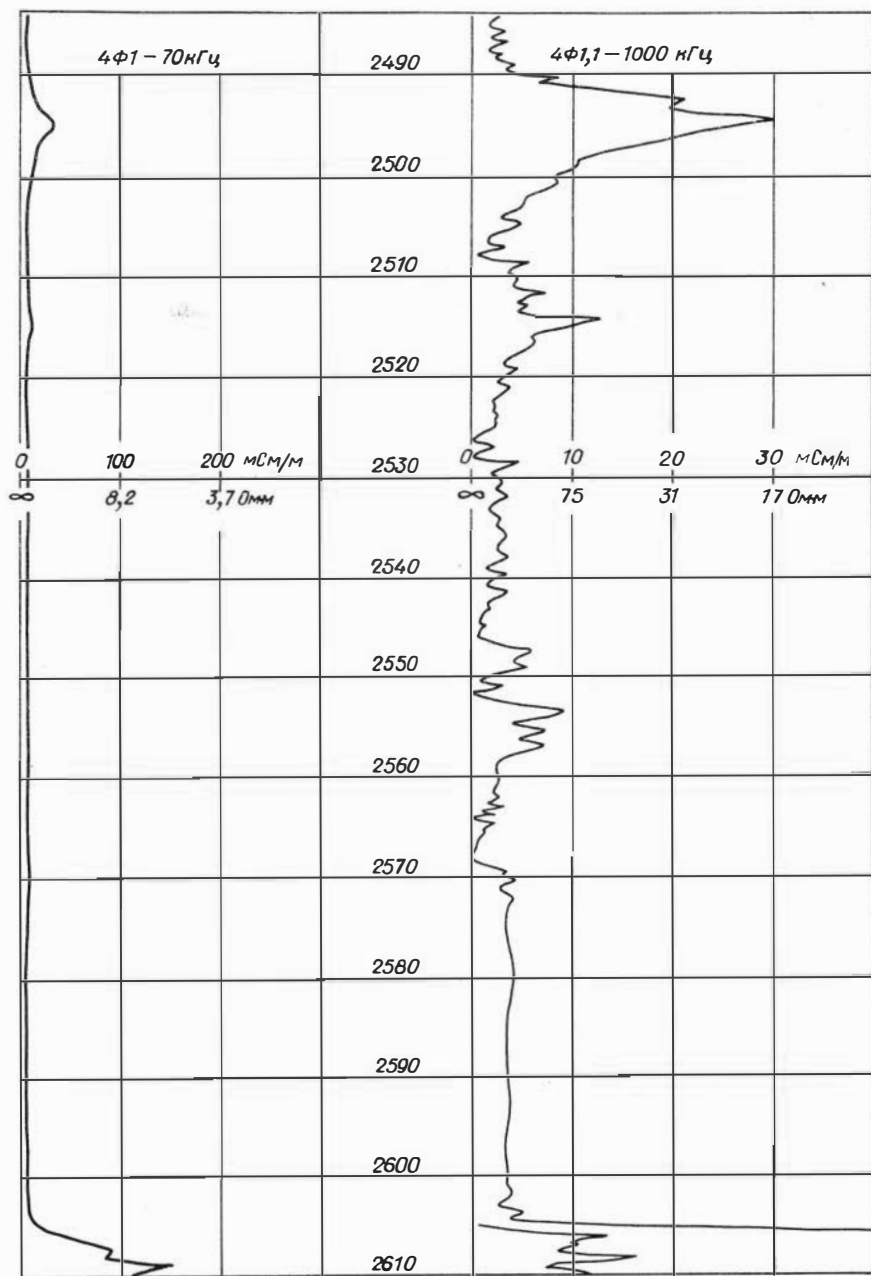
(ИПЧМ) поступает на усилитель, затем выпрямляется и подается на пороговое устройство, управляющее релейной схемой. При $\rho < 50 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ сигнал в канале I достигает величины, которая обеспечивает срабатывание порогового устройства. При этом реле переключает вход регистратора канала II на отдельный регулируемый источник. Уровень сигнала этого источника подбирается таким, чтобы он соответствовал показанию канала II при $\rho = 50 \text{ Ом}\cdot\text{м}$. При $\rho > 50 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ происходит переход порогового устройства в первоначальное состояние.

Пример диаграмм, записанных в одной из скважин, иллюстрирующих диаграмфию без ограничения и с ограничением, показан на рис. IV.13. Диаграмма, записанная без ограничения сигнала, отличается характерными выходами кривой за линию нулевых показаний (глубины 2791, 2794, 2803 м), что соответствует пластам с удельными сопротивлениями менее $2 \text{ Ом}\cdot\text{м}$.



Р и с. IV.13.

В приведенном на рис. IV.13 примере диаграмфию разреза нет пластов с $\rho_k < 1 \text{ Ом}\cdot\text{м}$. Таким образом, та часть диаграмм, которая выходит за уровень нулевой линии, соответствует части годографа, находящейся в третьем квадранте координатной плоскости (рис. IV.12). Здесь мнимая компонента ($J_m h_z^{\delta m}$) принимает отрицательные значения.



Р и с. IV.14.

На различных этапах опытно-конструкторской разработки аппаратуры ВИК, выполненной для регистрации активных компонент, проводились многочисленные стендовые и скважинные испытания и проверки её работоспособности. Так, например, в Нежинской ЭГИС треста "Укргеофизразведка" М.Г.УССР находился в опытной эксплуатации габаритный макет аппаратуры высокочастотного индукционного каротажа. Здесь была приведена диаграмма в 12 скважинах в течение полугода. Аппаратура работала устойчиво и безаварийно. Нестабильность нуля по результатам термоиспытаний и модельных работ в диапазоне от 0 до $+150^{\circ}\text{C}$ для низкочастотного канала не превышала 3 мСм/м, а для высокочастотного - 1 мСм/м. Диапазон измерения низкочастотным каналом аппаратуры ВИК составлял $0,5 \pm 40 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ (при этом погрешность верхнего предела ρ составляла $\sim 10\%$), высокочастотным каналом - $8 \pm 150 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ (с максимальной погрешностью $\rho_{\text{max}} \approx 20\%$). Модельные работы по изучению влияния скважины показали, что при $d_c = 0,2 \text{ м}$ поправки, учитывающие влияние скважины, пренебрежимо малы при $\rho_c > 0,2 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ для зонда 4Ф1-70 кГц и $\rho_c > 0,5 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ для зонда 4Ф1, I-1000 кГц.

По вертикальной характеристике зонд низкочастотного канала ВИК незначительно уступает зонду 6Ф1.

Районы исследований, в которых проводились работы с аппаратурой ВИК, не всегда были благоприятными для высокочастотного канала ВИК, поэтому для изучения эффективности высокочастотного канала были намечены дополнительные методические работы в разрезах, содержащих пласты однородных высокоомных пород. В частности, интересны результаты измерений в скважине, расположенной в районе южной Белорусии. Разрез, вскрытый скважиной, на большом интервале глубин представлен солевыми отложениями. Бурение с применением раствора на нефтяной основе позволило эффективно применить индукционные методы, и, в частности, наиболее информативными оказались записи зондом 4Ф1, I-1000 кГц. На рис. IV.14 показана диаграмма разреза этой скважины, полученная с помощью аппаратуры ВИК.

Результаты диаграммы скважин на Украине свидетельствуют об удовлетворительной надежности и стабильности получаемых материалов. В табл. IV.5 приведены результаты измерения удельных сопротивлений пластов зондом 4Ф1, I-1000 кГц и методом БКЗ, а также в некоторых интервалах результаты измерений с аппаратурой АИК-3 (зонд 6Ф1-50 кГц).

Таблица IV.5

№ пласта	Интервал глубин (м)	Н (м)	d_c (м)	ρ_c (Ом·м)	ρ_{λ} (Ом·м)			Литолого-стратиграфическая характеристика пластов	Характеристика однородности пласта
					ВМК-1000кГц	БКЗ	ЛМК-3		
	<u>Скв. № 6</u> Гр. Рудня								
I	3192,5-3197,5	5	0,30	0,3	46	40	-	Песчаник карбонатного девона	Однородный по мощности пласт
	<u>Скв. № 202</u> Блистовая								
2	2110-2116	6	0,32	1,3	110	130	-	Известняк башкирского яруса	"-
	<u>Скв. № I-р</u> Чемерская								
3	1911-1916	5	0,28	2,7	42	30-50 $D/d=8$	-	Карбонатная порода девона	"-
4	2020-2028	8	0,29	2,7	1000	1400	-	Гранито-гнейсы докембрия	"-
5	2036-2040	4	0,30	2,7	1000	1000	-	"-	"-
	<u>Скв. № I9</u> Монастырище								
6	3865-3870	5	0,30	0,5	26	28	-	Известняк девона	"-
	<u>Скв. № 7</u> Гр. Рудня								
7	3141-3147	5	0,20	0,6	400	600	-	Эффузивный туфогенный девон	"-
	<u>Скв. № 6</u> Талалаевка								
8	3689-3694	5	0,22	0,2	21	65	24	Известняк визейского яруса	Неоднородный по мощности пласт
9	3409,6-3413,6	4	0,22	0,2	30	50	36	"-	"-
	<u>Скв. № I6</u> Монастырище								
10	3054,4-3058,4	4	0,27	1	22	36	12	"-	"-
11	2795,6-2803,1	7,5	0,25	1	50	95	14	Известняк башкирского яруса	Резко неоднородный
12	2785-2790	5	0,25	1	49	60	12	"-	"-
	<u>Скв. № I9</u> Монастырище								
13	2956-2963,7	7,7	0,27	0,5	90	170	18	"-	"-
14	2944-2951	7	0,27	0,5	28	95	15	"-	"-
15	3689-3695	6	0,30	0,5	17	18	-	Известняк турнейского яруса	"-
16	3720-3725	5	0,37	0,5	17	20	-	"-	"-

Сопоставление материалов диаграммы скважин (табл. IV.5) позволяет сделать следующие выводы. Интервалы с повышенным удельным сопротивлением можно разделить на практически однородные (по мощности) и неоднородные, характер неоднородности разреза лучше всего выявляется на кривых диаграммы, полученных зондом 4ФI, I-1000 кГц, и в меньшей степени отражается кривыми БКЗ. Как показывают результаты измерений, полученные зондом 4ФI, I-1000 кГц, неоднородные пласты представляют собой чередование тонких пропластков ($H = 0,5 \pm 1,0$ м) разной проводимости, которые на кривых БКЗ не отмечаются.

В однородных пластах (см. пласты № I-7) наблюдается хорошая сходимость данных ВМК и БКЗ в пределах диапазона измерений аппаратуры. Показания зонда 4ФI, I-1000 кГц в пластах с удельным сопротивлением более 1000 Ом·м (см. пласты № 4 и 5) после введения поправки, учитывающей влияние скважины, практически равны нулю, т.е. уровень сигнала соответствует показаниям прибора в воздухе при градуировке аппаратуры перед спуском и после подъема на поверхность.

В неоднородных пластах (см. пласты № 8-10) результаты ВМК-1000 кГц занижены в 1,5-1,7 раза, а в резко неоднородных (см. пласты № II-I6) - в 2-4 раза по сравнению с данными БКЗ.

В интервалах с пластами среднего и высокого сопротивления данные измерений, полученные аппаратурой АМК-3, занижены в 2-3 раза по сравнению с результатами измерений зонда 4ФI, I-1000 кГц. Отметим, что в пластах высокого сопротивления (более 50 Ом·м) чувствительность аппаратуры АМК-3 и зонда 4ФI-70 кГц аппаратуры ВМК недостаточна, и результаты измерений в этом случае не могут быть использованы для определения удельного сопротивления пластов.

Отметим, что перед спуском аппаратуры ВМК в скважину проводилась с помощью тестов калибровка, результаты которой записывались на диаграмму вместе со стандарт-сигналом и начальными показаниями прибора в воздухе. Картаж с одновременной регистрацией диаграмм ВМК, полученных зондами 4ФI-70 кГц и 4ФI, I-1000 кГц, осуществлялся со скоростью подъема прибора 2000-2500 м/ч. В некоторых интервалах глубин проделывались двух-четырёхкратные записи для проверки воспроизводимости диаграмм ВМК. Регистрация стандарт-сигналов по обоим каналам измерений обычно

осуществлялась при неподвижном положении прибора. Вместе с тем, если интервал разреза не представляет интереса для изучения и его можно пропустить, не записывая на диаграммную ленту, то стандарт-сигнал регистрируется в процессе подъема или спуска аппаратуры с целью экономии времени, затрачиваемого для геофизического исследования скважины. После окончания каротажа, как правило, делалась повторная калибровка аппаратуры, запись стандарт-сигнала и показаний в воздухе.

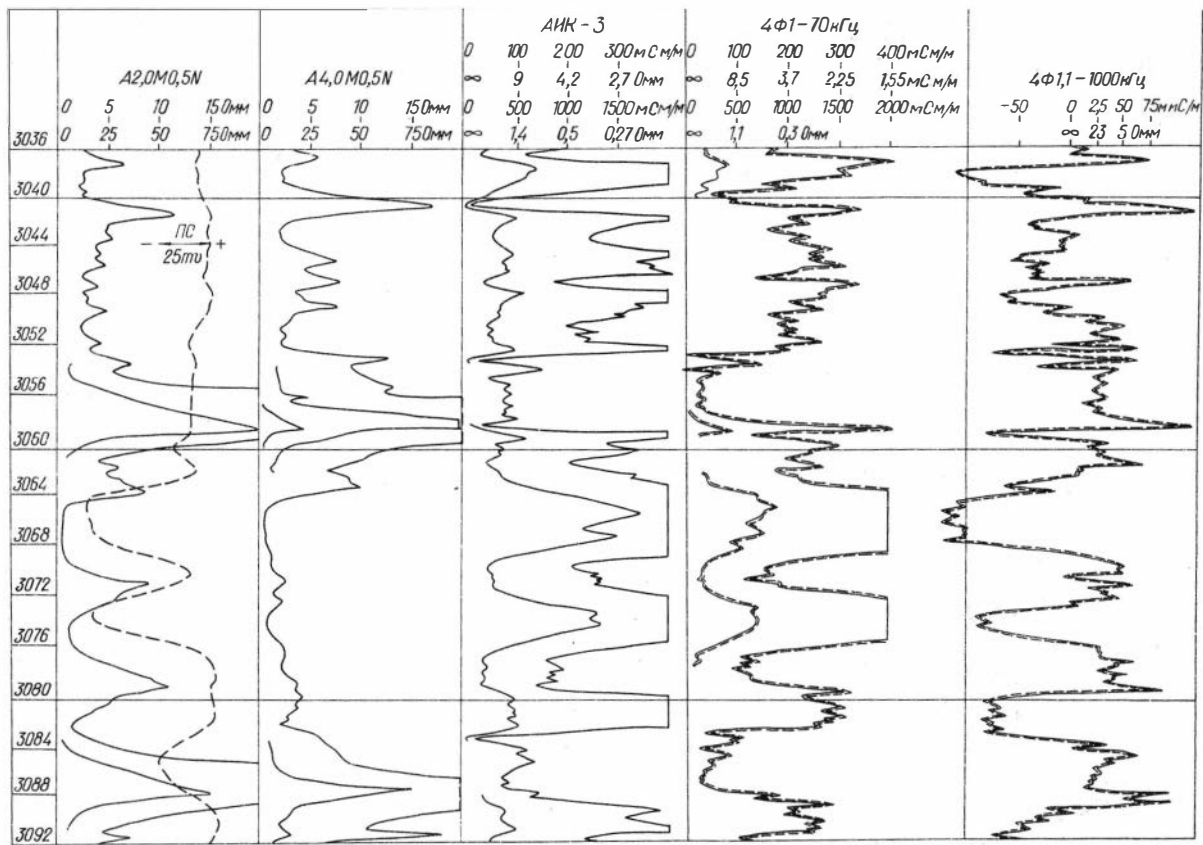
Анализ материалов диаграммы показал хорошую воспроизводимость повторных записей в скважинах и на поверхности при калибровке. Расхождение между кривыми не превышало 2-3%. Смещение нулевой линии каналов по результатам измерения в воздухе до и после каротажа не наблюдалось. Смещение нуля в скважине по сравнению с нулем в воздухе не было замечено. Расхождение между сигналами от теста на поверхности до и после каротажа, а также между стандарт-сигналами на поверхности и в скважине не превышало 5%. Во время опробований аппаратура работала безотказно.

Сопоставление результатов измерений ВИК с данными БКЗ, АИК-3 и БК проводилось с целью установления относительной точности определения удельного сопротивления пород. При этом в низкоомной части разреза ($\rho_n < 8 \text{ Ом}\cdot\text{м}$) показания зонда 4Ф1-70 кГц сравнивались с результатами БКЗ и АИК-3, а в высокоомных пластах сопоставление проводилось между каналом 1000 кГц ($\rho_n > 25 \text{ Ом}\cdot\text{м}$) и данными БКЗ и БК. Кроме того, с целью проверки идентичности работы каналов 70 и 1000 кГц устанавливалось сходство показаний зондов ВИК в диапазоне перекрытия измеряемых значений удельных сопротивлений при $\rho_n > 8 \text{ Ом}\cdot\text{м}$.

На рис. IУ.15 приведен пример результатов диаграммы, материалы которой получены в скважине № 16 (площадь Монастырище). Можно отметить необычность диаграммы, соответствующей зонду 4Ф1, I-1000 кГц в пластах низкого удельного сопротивления. Результаты сопоставлений сведены в табл. IУ.6.

Анализ результатов измерений, выполненных в скважинах № 1 и 19, показывает удовлетворительное совпадение показаний низкочастотного канала ВИК (4Ф1-70 кГц) в низкоомных пластах с данными БКЗ и АИК-3.

В разрезе глинистых отложений скважины № 10 (пл. М. Девица)



ПС
 - 25mv +

Т а б л и ц а IУ.6

№ п/п	№ скв., пло- щадь, интер- вал глубин (м)	H (м)	ρ_c (Ом·м)	ρ_n (Ом·м)				Характерис- тика пласта
				В: И К 70 и 1000	АМК-3	БКЗ	БК	
<u>Скв. № I</u>								
Черняховская								
I	2864-2868	4,0	0,16	3,7	-	2,9	- -	Непроницаемый
2	2868-2873	5,0	0,16	2,7	-	2,3	- -	"-
3	30II-30I6	5,0	0,16	4,4	--	4,4	- -	"-
4	30I6-3023	7,0	0,16	1,7	-	1,5	- -	"-
5	3064-3076	12,0	0,16	4,4	-	3,9	- -	"-
<u>Скв. № I9</u>								
Монастырище								
6	24I4-2423	9,0	0,5	0,95	-	0,62	- -	"-
7	2549-2553	4,0	0,5	3,1	-	3,3	- -	"-
8	2732-2745	13,0	0,5	3,7	-	3,1	- -	"-
9	2927-293I	4,0	0,5	4,9	-	4,8	- -	"-
10	2446-2454	8,0	0,5	1,3	-	1,3	I -	Проницаемый
11	2454-2463	9,0	0,5	0,77	-	0,67	0,7 -	"-
12	2502-25I2	10,0	0,5	1,35	-	1,4	I -	"-
13	2646-2662	16,0	0,5	0,75	-	0,7	I -	"-
<u>Скв. № IO</u>								
М. Девица								
14	27IO-2720	10,0	0,2	1,8	-	1,8	I,6 -	Непроницаемый глины
15	2780-2790	10,7	0,2	2,3	-	2,3	2,2 -	"-
16	2872-2892	20,0	0,2	1,1	-	1,6	0,5 -	Проницаемый, песчаник
17	2986-2992	6,0	0,2	0,6	-	1,36	0,5 -	"-
18	2994-3000	6,0	0,2	0,7	-	1,5	0,5 -	"-
<u>Скв. № 6</u>								
Гр. Рудня								
19	2I76-2I84	8,0	I,0	-	25	-	25 25	Непроницаемый
20	2272-2279	7,0	I,0	-	98	-	95 IO0	"-

Таблица IV.6 (окончание)

№ п/п	№ скв., площадь, интервал глубин (м)	H (м)	ρ_c (Ом·м)	ρ_n (Ом·м)					Характеристика пласта
				В	И	К	70 и 1000	АИК-ЗБКЗ	
21	235I-2356	5,0	1,0	-	60	-	60	55	Непроницаемый
22	2356-2366	10,0	1,0	-	34	-	55	50	"-
23	2366-2373	7,0	1,0	-	45	-	55	50	"-
<u>Скв. № 7</u>									
Гр. Рудня									
24	2232-2245	13,0	0,9	8	11	10	36	32	Эффузивные туфовые породы
25	2462-2478	16,0	0,9	35	40	36	55	57	"-
26	2740-2760	20,0	0,9	9	9	-	11	11	"-
27	2890-2902	12,0	0,6	11	15	12	18	22	"-
28	2932-2943	11,0	0,6	20	22	32	60	75	"-
29	2996-3009	13,0	0,6	48	54	-	60	90	"-
<u>Скв. № 63</u>									
Кр. Партизанская									
30	314-322	8,0	1,0	12	13	-	-	-	Непроницаемый
31	338-346	8,0	1,0	7	8	-	-	-	"-
<u>Скв. № I-р</u>									
Чемерская									
32	1887-1892	5,0	2,7	15	46	30	46	-	Проницаемый, карбонатная порода
33	1910-1916	6,0	2,7	15	43	36	50	-	"-
<u>Скв. № I6-р</u>									
Монастырище									
34	2785-2790	5,0	1,0	35	49	12	60	-	Проницаемый известняк
35	2795-2803	8,0	1,0	40	50	14	95	-	"-
36	3054-3058	4,0	1,0	28	22	12	36	-	"-

хорошо согласуются результаты измерений зондом 4ФІ-70 кГц и 6ФІ-50 кГц (АИК-3).

В высокоомных пластах скважины № 6 (площадь Гр.Рудня) наблюдается удовлетворительное совпадение показаний зонда 4ФІ, I-1000 кГц с результатами измерений методами БКЗ и БК. В то же время в туфовых породах эффузивного происхождения (пласты № 24+29) данные измерений высокочастотного канала ВИК занимают промежуточное положение между результатами, полученными низкочастотными индукционными зондами 4ФІ-70 и 6ФІ-50 кГц, с одной стороны, и методами сопротивлений (БКЗ и БК) — с другой (например, пласты № 24, 25, 27). Аналогичное положение занимают результаты измерений, полученные зондом 4ФІ, I-1000 кГц, в проницаемых карбонатных породах скважин № I-р и I6-р (пласты № 32, 33, 34 и 35).

Удовлетворительное совпадение имеют результаты измерений, выполненные только зондами ВИК в пластах № 26 и 29 скважины № 7. То же можно отметить в пластах № 30 и 3I в плотных непроницаемых породах.

§ 7. О расширении диапазона измерений в области малых значений удельного сопротивления пород

Опытная эксплуатация габаритных макетов аппаратуры ВИК в варианте, предусматривающем регистрацию активных компонент магнитного поля, показала, что разрешающая способность низкочастотного канала (зонд 4ФІ-70 кГц) при решении, например, такой задачи, как определение пористости водоносных пород в скважинах, бурящихся на нефть, недостаточна. Это наиболее ощутимо при исследовании пород, удельное сопротивление которых не превышает 0,6 Ом.м. В связи с этим расширение диапазона измерений в область более низких значений ρ_n представляет практический интерес.

Как видно из рис. Ш.2, величины компонент вторичных сигналов E^a , E^p и их амплитуда $E = \sqrt{(E^a)^2 + (E^p)^2}$ по-разному связаны с параметром ρ . Например, при $\rho \rightarrow 0$, как отмечалось ранее, $E^a/E_{nn} = \rho^2$, и сигнал прямо пропорционален электропроводности среды. При больших значениях параметра ρ рост сигнала $E^a(\gamma)$ замедляется за счет скин-эффекта. Максимум E^a достигается при

$\rho = 1,57$. В окрестности экстремума точность измерений падает. Отметим, что применение многокатушечных фокусирующих зондов приводит к тому, что по сравнению с двухкатушечным зондом значение относительной величины активной компоненты становится гораздо меньше. При этом максимум кривой E^{α} многокатушечного зонда соответствует меньшим значениям параметра ρ .

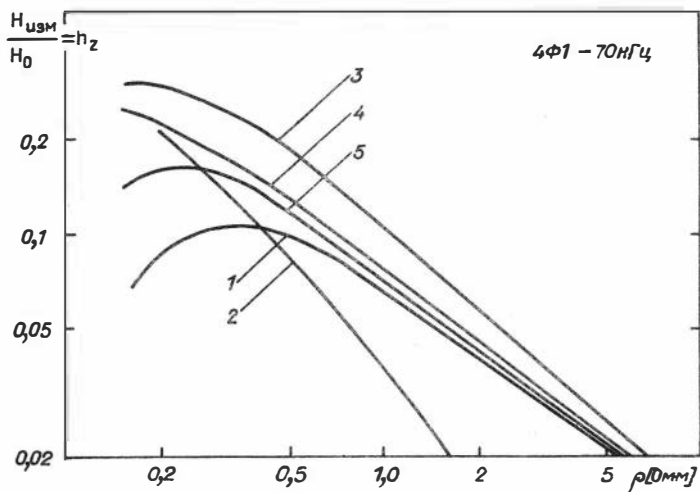
В соответствии с соотношением (1.57), для активной компоненты $\rho_{max}^{\alpha} = 1,57$, для реактивной $\rho_{max}^{\rho} = 3,14$ и полного вторичного сигнала - $\rho_{max} = 2,99$. Отсюда следует, что при регистрации активной составляющей диапазон доступных измерению значений электропроводности среды наиболее ограничен сверху. Этот же вывод справедлив и для многокатушечных зондов.

Регистрировать реактивную компоненту невыгодно, поскольку вторичный сигнал в высокоомных средах мал, а фаза этой составляющей поля совпадает с фазой фоновых сигналов от прямого поля.

Вместе с тем реактивная компонента находит применение с целью расширения линейного диапазона в средах с повышенной электропроводностью. Регистрация реактивной компоненты, кроме расширения динамического диапазона и линейаризации низкоомной части, позволяет сохранить радиальную глубинность исследования. Практически целесообразно детектировать комплексную компоненту вторичного сигнала, сдвинутую по отношению к активной составляющей на некоторой угол φ , а по отношению к реактивной - на угол $\pi/2 - \varphi$.

На рис. IУ. Iб приведены кривые зависимости измеряемого сигнала в единицах прямого поля от удельного сопротивления однородной среды для зонда 4ФI-70 кГц при различных способах детектирования. Так, например, кривая I соответствует случаю детектирования активной компоненты сигнала; кривая 2 - случаю детектирования реактивной компоненты; кривая 3 - случаю детектирования суммы активной и реактивной компонент сигнала; кривая 4 - случаю детектирования амплитуды сигнала; кривая 5 - комплексной компоненте вторичного сигнала.

Как видно из рис. IУ. Iб, наибольший динамический диапазон измерений ρ обеспечивается регистрацией амплитуды вторичного сигнала. Однако анализ поведения годографов двухкатушечных зондов, образующих фокусирующий зонд, показывает, что в области очень низких удельных сопротивлений расширение диапазона



Р и с. IV.16.

измерений достигается в результате перераспределения сигналов от двухкатушечных зондов. Так, например, активные составляющие сигналов от более длинных зондов ослабляются вследствие скин-эффекта в первую очередь при переходе зонда в низкоомную среду.

Второе место по ширине диапазона занимает способ измерений, основанный на детектировании суммы активной и реактивной составляющих вторичного сигнала.

Как уже отмечалось (гл. III), детектирование амплитуды сигнала имеет ограниченное применение из-за недостатков, присущих обычному выпрямлению. Регистрация же суммы активной и реактивной компонент представляется наиболее целесообразной. Решение этой задачи, по-видимому, интересно реализовать таким образом, чтобы появилась возможность определять активную компоненту и сумму компонент либо все три компоненты вторичного сигнала раздельно. В этом случае при измерении активной составляющей появляется возможность сохранить преимущества этого способа в случае высокоомных сред, когда желательны повышенные помехозащищенность преобразовательного каскада и точность измерений. При значительном уменьшении удельного электросопротивления пород, когда уровень вторичных сигналов достигает первого десят-

ка процентов от прямого сигнала, регистрация реактивной компоненты и тем более суммы компонент позволит с достаточной точностью и практически без снижения глубинности исследования изучать электропроводность пласта.

Отметим, что реализация этих способов измерения вторичных сигналов требует дополнительного усложнения измерительной схемы в скважинном приборе: а) дополнительного синхронного детектора, б) схемы преобразования сигнала для телеметрического канала и т.д.

Более простой способ расширения диапазона измерений в область повышенных проводимостей среды заключается в следующем. Если вектор опорного напряжения сдвинуть на угол φ , то будет детектироваться составляющая амплитуды э.д.с. вторичного поля:

$$h_{\varphi} = \frac{E_{\varphi}}{E_0} = h^{акт} \cos \varphi + h^{реакт} \sin \varphi .$$

При этом максимальное значение измеряемого сигнала больше максимума активной компоненты и соответствует большему значению электропроводности среды. Такое расширение диапазона измерений достигается вследствие детектирования части реактивной компоненты.

На рис. IV.16 кривая 5 соответствует случаю детектирования комплексной компоненты h_z ($\varphi = 30^{\circ}$), измеренной зондом 4ФI-70 кГц. Нетрудно видеть, что нижний предел измерения ρ при детектировании комплексной компоненты значительно уменьшился (с 0,6 до 0,3 Ом·м). По данным расчетов в этом случае чувствительность к сигналу от среды с удельным сопротивлением 25 Ом·м снижается на 6%. При углах $0^{\circ} < \varphi < 45^{\circ}$ основной вклад в величину сигнала вносится активной компонентой поля (предельное уменьшение активной составляющей при комплексном детектировании составляет $\sim 20\%$). При дальнейшем увеличении угла φ чувствительность к малым сигналам снижается. Например, если $\varphi = 60^{\circ}$, то величина сигнала от среды с $\rho = 25$ Ом·м уменьшается на 50% по сравнению с сигналом полного детектирования активной компоненты.

В измерительном канале зонда 4ФI-70 кГц была изменена фазовая настройка опорного напряжения фазочувствительного детек-

тора. Вектор опорного напряжения был сдвинут относительно активной составляющей на угол 30° . В результате нижние границы диапазона измерений удельных сопротивлений были уменьшены с 0,6 до 0,3 Ом·м.

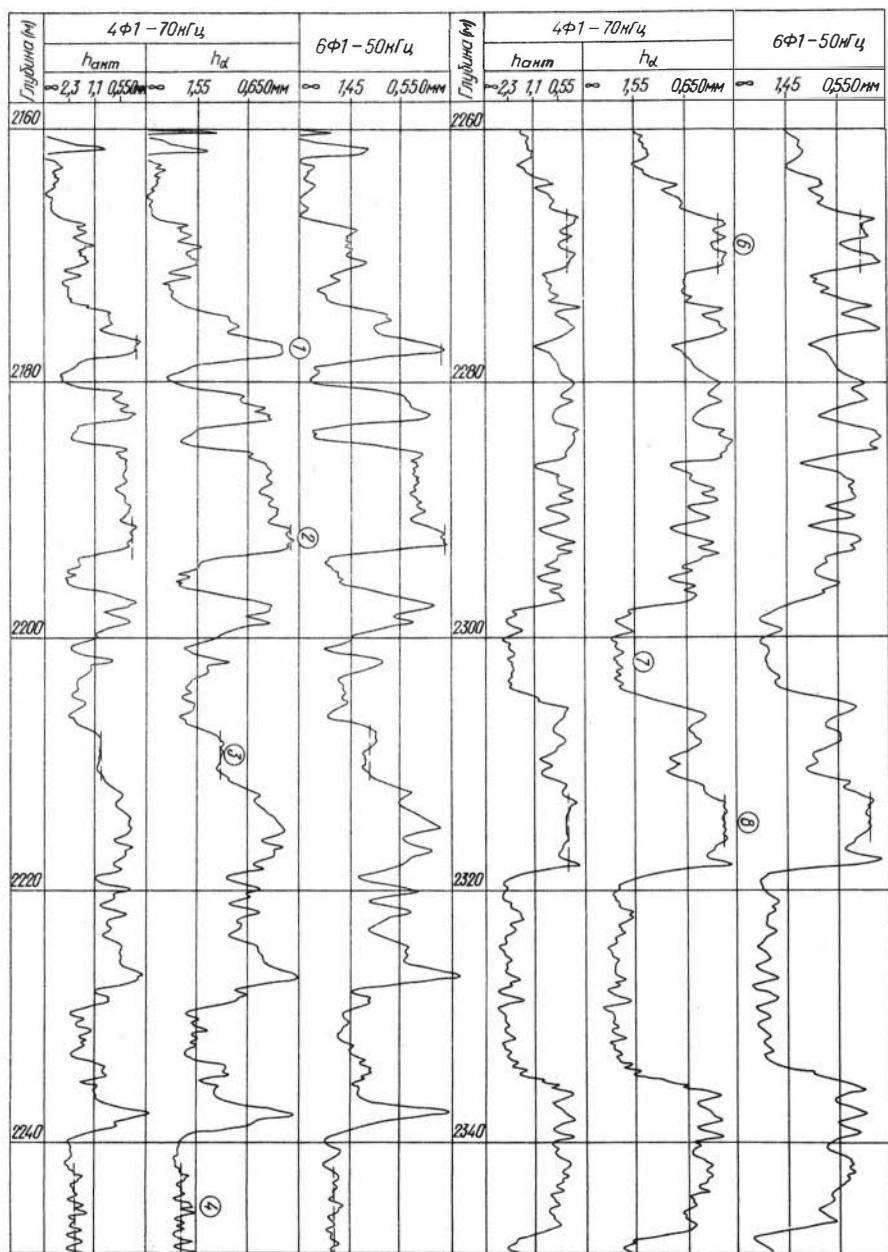
В скважине № 10 Монастырищенской площади была проведена регистрация двух составляющих амплитуды вторичного сигнала зондом 4Ф1-70 кгц - активной и комплексной величин, а также измерение активной компоненты зондом 6Ф1-50 кгц аппаратуры АИК-3. Кривые диаграммы, полученные в скважине № 10, показаны на рис. IV.17.

В табл. IV.7 приведены результаты определения кажущейся проводимости (γ_k) и удельного сопротивления пластов (ρ_n) в соответствии с палетками.

Т а б л и ц а IV.7

№ п/п	Глубина (м)	В И К, канал 70 кгц				А И К - 3	
		$h_{\text{акт}}$		$h_{\alpha} / \alpha = 30^{\circ} /$		мСм/м	Ом·м
		мСм/м	Ом·м	мСм/м	Ом·м		
1	2176,6-2178,2	910	<0,5	1380	0,35	1420	0,30
2	2191,6-2193,4	880	0,5	1450	0,30	1450	0,29
3	2207,4-2212,2	550	0,95	760	0,90	740	0,85
4	2245,0-2250,0	290	2,4	350	2,4	350	2,2
5	2257,0-2260,0	460	1,3	605	1,2	625	1,1
6	2267,2-2271,8	820	<0,5	1350	0,36	1250	0,38
7	2300,0-2305,5	250	2,8	310	2,8	320	2,5
8	2312,0-2317,0	840	<0,5	1380	0,35	1310	0,34
9	2363,6-2368,6	840	<0,5	1350	0,36	1310	0,34

По результатам анализа диаграмм (рис. IV.17) и данных таблицы IV.7 можно сделать следующие выводы: 1) при регистрации комплексной составляющей h_{φ} в области низких удельных сопротивлений повышается уровень сигнала, уменьшается нелинейность функции $h_{\varphi}(\rho)$ и возрастает точность определения ρ_n по сравнению со случаем регистрации активной компоненты; 2) при повышении удельных сопротивлений различие формы кривых диаграммы h_{φ} и $h_{\text{акт}}$ уменьшается и при $\rho_n > 5$ Ом·м результаты измерений



практически одинаковы; 3) перевод канала 70 кГц на регистрацию комплексной составляющей h_{φ} расширяет диапазон измерения до 0,3 Ом·м при этом точность измерения остается практически такой же, как и с аппаратурой АИК-3 (зонд 6ФІ-50 кГц).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Комплексная диаграмма разреза скважин двумя зондами ВИК позволяет расширить диапазон измеряемых удельных сопротивлений.

Применение высокой частоты в одном из каналов аппаратуры ВИК создает предпосылки для исследования пластов малых мощностей, что становится весьма полезным при изучении разрезов с частым чередованием пластов.

Зонды ВИК обладают приемлемыми радиальными и вертикальными характеристиками в разнообразных геоэлектрических условиях, в том числе в скважинах наклонного бурения.

При решении целого ряда задач нефтепромышленной геофизики (например, в районах Западной Сибири) возникает необходимость подводить скважинный прибор к исследуемой части разреза через колонну труб бурового инструмента. В связи с этим представляется целесообразным продолжить конструкторскую разработку зондового устройства ВИК с целью уменьшения его диаметра. При этом наиболее рациональной является, вероятно, монолитная конструкция зондов, изготовление которой предусматривает применение таких технологических элементов, как вакуумно-температурная заливка и отверждение защитной оболочки.

ТАБЛИЦЫ
ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ФАКТОРОВ СКВАЖИНЫ

В таблицах приведены результаты расчетов геометрических факторов двухкатушечных зондов (И-Г), расположенных коаксиально оси цилиндра (скважины).

Расчеты выполнены по формуле

$$Q_c(\alpha) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{4}{\alpha^2}}} \left\{ E(k) + \frac{2}{\alpha^2} [E(k) - K(k)] \right\}.$$

Здесь

$\alpha = \frac{L}{\alpha_c}$ - отношение длины зонда к радиусу скважины;

$$k = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + 4}},$$

$K(k)$, $E(k)$ - полные эллиптические интегралы первого и второго рода соответственно.

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
0,10	0,941187	0,20	0,882920	0,30	0,825722	0,40	0,770072
0,11	0,935327	0,21	0,877144	0,31	0,820080	0,41	0,764609
0,12	0,929473	0,22	0,871379	0,32	0,814454	0,42	0,759166
0,13	0,923625	0,23	0,865626	0,33	0,808844	0,43	0,753743
0,14	0,917785	0,24	0,859885	0,34	0,803252	0,44	0,748341
0,15	0,911952	0,25	0,854157	0,35	0,797676	0,45	0,742960
0,16	0,906127	0,26	0,848441	0,36	0,792119	0,46	0,737601
0,17	0,900311	0,27	0,842740	0,37	0,786579	0,47	0,732264
0,18	0,894504	0,28	0,837053	0,38	0,781058	0,48	0,726949
0,19	0,888707	0,29	0,831381	0,39	0,775555	0,49	0,721656

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
0,50	0,716386	0,83	0,556884	I,16	0,428163	I,49	0,329158
0,51	0,711139	0,84	0,552522	I,17	0,424745	I,50	0,326574
0,52	0,705916	0,85	0,548188	I,18	0,421354	I,51	0,324013
0,53	0,700717	0,86	0,543883	I,19	0,417991	I,52	0,321475
0,54	0,695541	0,87	0,539607	I,20	0,414656	I,53	0,318959
0,55	0,690390	0,88	0,535360	I,21	0,411347	I,54	0,316465
0,56	0,685263	0,89	0,531142	I,22	0,408065	I,55	0,313994
0,57	0,680161	0,90	0,526953	I,23	0,404810	I,56	0,311544
0,58	0,675085	0,91	0,522794	I,24	0,401582	I,57	0,309116
0,59	0,670033	0,92	0,518663	I,25	0,398381	I,58	0,306709
0,60	0,665007	0,93	0,514561	I,26	0,395206	I,59	0,304324
0,61	0,660007	0,94	0,510489	I,27	0,392057	I,60	0,301960
0,62	0,655033	0,95	0,506445	I,28	0,388935	I,61	0,299617
0,63	0,650085	0,96	0,502431	I,29	0,385838	I,62	0,297294
0,64	0,645163	0,97	0,498445	I,30	0,382768	I,63	0,294993
0,65	0,640268	0,98	0,494489	I,31	0,379723	I,64	0,292712
0,66	0,635401	0,99	0,490561	I,32	0,376704	I,65	0,290452
0,67	0,630559	I,00	0,486662	I,33	0,373710	I,66	0,288211
0,68	0,625745	I,01	0,482792	I,34	0,370742	I,67	0,285991
0,69	0,620958	I,02	0,478951	I,35	0,367799	I,68	0,283791
0,70	0,616199	I,03	0,475139	I,36	0,364881	I,69	0,281610
0,71	0,611467	I,04	0,471355	I,37	0,361988	I,70	0,279449
0,72	0,606764	I,05	0,467600	I,38	0,359120	I,71	0,277308
0,73	0,602088	I,06	0,463874	I,39	0,356276	I,72	0,275186
0,74	0,597439	I,07	0,460176	I,40	0,353457	I,73	0,273082
0,75	0,592820	I,08	0,456506	I,41	0,350662	I,74	0,270998
0,76	0,588228	I,09	0,452865	I,42	0,347891	I,75	0,268933
0,77	0,583665	I,10	0,449252	I,43	0,345144	I,76	0,266886
0,78	0,579130	I,11	0,445667	I,44	0,342421	I,77	0,264857
0,79	0,574623	I,12	0,442111	I,45	0,339722	I,78	0,262847
0,80	0,570145	I,13	0,438582	I,46	0,337046	I,79	0,260855
0,81	0,565696	I,14	0,435081	I,47	0,334393	I,80	0,258881
0,82	0,561276	I,15	0,431608	I,48	0,331764	I,81	0,256925

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
I,82	0,254986	2,16	0,19853I	2,50	0,156952	2,84	0,126055
I,83	0,253065	2,17	0,1971I9	2,51	0,155908	2,85	0,125275
I,84	0,25116I	2,18	0,195720	2,52	0,154873	2,86	0,12450I
I,85	0,249275	2,19	0,194334	2,53	0,153848	2,87	0,123733
I,86	0,247405	2,20	0,192960	2,54	0,15283I	2,88	0,122972
I,87	0,245553	2,21	0,191598	2,55	0,151823	2,89	0,122217
I,88	0,243717	2,22	0,190248	2,56	0,150823	2,90	0,121468
I,89	0,241898	2,23	0,1889II	2,57	0,149833	2,91	0,120725
I,90	0,240095	2,24	0,187585	2,58	0,14885I	2,92	0,119989
I,91	0,238309	2,25	0,18627I	2,59	0,147877	2,93	0,119258
I,92	0,236538	2,26	0,184969	2,60	0,146912	2,94	0,118534
I,93	0,234784	2,27	0,183679	2,61	0,145955	2,95	0,117815
I,94	0,233046	2,28	0,182400	2,62	0,145006	2,96	0,117103
I,95	0,231323	2,29	0,181132	2,63	0,144065	2,97	0,116396
I,96	0,229616	2,30	0,179876	2,64	0,143133	2,98	0,115695
I,97	0,227924	2,31	0,17863I	2,65	0,142208	2,99	0,114999
I,98	0,226248	2,32	0,177397	2,66	0,14129I	3,00	0,114310
I,99	0,224586	2,33	0,176173	2,67	0,140382	3,01	0,113626
2,00	0,222940	2,34	0,17496I	2,68	0,13948I	3,02	0,112947
2,01	0,221309	2,35	0,173759	2,69	0,138588	3,03	0,112274
2,02	0,219693	2,36	0,172568	2,70	0,137702	3,04	0,111606
2,03	0,21809I	2,37	0,171388	2,71	0,136823	3,05	0,110944
2,04	0,216503	2,38	0,170218	2,72	0,135952	3,06	0,110287
2,05	0,214929	2,39	0,169058	2,73	0,135089	3,07	0,109636
2,06	0,213370	2,40	0,167908	2,74	0,134233	3,08	0,108989
2,07	0,211825	2,41	0,166768	2,75	0,133383	3,09	0,108348
2,08	0,210294	2,42	0,165639	2,76	0,132542	3,10	0,107712
2,09	0,208777	2,43	0,164519	2,77	0,131707	3,11	0,10708I
2,10	0,207273	2,44	0,163410	2,78	0,130879	3,12	0,106455
2,11	0,205783	2,45	0,162310	2,79	0,130058	3,13	0,105834
2,12	0,204306	2,46	0,161219	2,80	0,129244	3,14	0,105219
2,13	0,202843	2,47	0,160138	2,81	0,128437	3,15	0,104607
2,14	0,201392	2,48	0,159067	2,82	0,127636	3,16	0,10400I
2,15	0,199955	2,49	0,158005	2,83	0,126843	3,17	0,103400

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
3,18	0,102803	3,52	0,0850494	3,86	0,071292I	4,20	0,0604764
3,19	0,1022II	3,53	0,845938	3,87	0,0709363	4,2I	0,060I946
3,20	0,10I624	3,54	0,084I4I6	3,88	0,0705830	4,22	0,0599I46
3,2I	0,10I04I	3,55	0,0836928	3,89	0,070232I	4,23	0,0596365
3,22	0,100463	3,56	0,0832247	3,90	0,0698838	4,24	0,0593603
3,23	0,0998895	3,57	0,082805I	3,9I	0,0695378	4,25	0,0590858
3,24	0,0993204	3,58	0,0823662	3,92	0,069I943	4,26	0,0588I32
3,25	0,0987558	3,59	0,08I9305	3,93	0,0688532	4,27	0,0585423
3,26	0,098I956	3,60	0,08I498I	3,94	0,0685I44	4,28	0,0582733
3,27	0,0976398	3,6I	0,08I0688	3,95	0,068I780	4,29	0,0580060
3,28	0,0970882	3,62	0,0806427	3,96	0,0678440	4,30	0,0577404
3,29	0,09854I0	3,63	0,0802I97	3,97	0,0675I22	4,3I	0,0574766
3,30	0,0959980	3,64	0,0797998	3,98	0,067I827	4,32	0,0572I45
3,3I	0,0954592	3,65	0,0793829	3,99	0,0668556	4,33	0,056954I
3,32	0,0949246	3,66	0,078969I	4,00	0,0665306	4,34	0,0566954
3,33	0,094394I	3,67	0,0785583	4,0I	0,0662079	4,35	0,0564383
3,34	0,0938677	3,68	0,078I506	4,02	0,0658874	4,36	0,056I830
3,35	0,0933453	3,69	0,0777457	4,03	0,065569I	4,37	0,0559293
3,36	0,0928270	3,70	0,0773439	4,04	0,0652530	4,38	0,0556772
3,37	0,0923I26	3,7I	0,0769449	4,05	0,0649390	4,39	0,0554267
3,38	0,09I802I	3,72	0,0765488	4,06	0,0646272	4,40	0,055I779
3,39	0,09I2956	3,73	0,076I555	4,07	0,0643I75	4,4I	0,0549306
3,40	0,0907929	3,74	0,075765I	4,08	0,0640099	4,42	0,0546849
3,4I	0,090294I	3,75	0,0753775	4,09	0,0637044	4,43	0,0544409
3,42	0,0897990	3,76	0,0749927	4,I0	0,0634009	4,44	0,054I983
3,43	0,0893077	3,77	0,0746I06	4,II	0,0630995	4,45	0,0539573
3,44	0,088820I	3,78	0,07423I3	4,I2	0,0628002	4,46	0,0537I79
3,45	0,0883362	3,79	0,0738547	4,I3	0,0625028	4,47	0,0534799
3,46	0,0878560	3,80	0,0734807	4,I4	0,0622075	4,48	0,0532435
3,47	0,0873794	3,8I	0,073I094	4,I5	0,06I9I4I	4,49	0,0530086
3,48	0,0869063	3,82	0,0727408	4,I6	0,06I6227	4,50	0,052775I
3,49	0,0864369	3,83	0,0723747	4,I7	0,06I3333	4,5I	0,052543I
3,50	0,0859709	3,84	0,0720I13	4,I8	0,06I0457	4,52	0,0523I26
3,5I	0,0855084	3,85	0,07I6504	4,I9	0,060760I	4,53	0,0520836

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
4,54	0,0518559	4,88	0,0448965	5,22	0,0392110	5,56	0,0345151
4,55	0,0516279	4,89	0,0447127	5,23	0,0390599	5,57	0,0343897
4,56	0,0514050	4,90	0,0445300	5,24	0,0389097	5,58	0,0342649
4,57	0,0511816	4,91	0,0443484	5,25	0,0387603	5,59	0,0341408
4,58	0,0509596	4,92	0,0441678	5,26	0,0386118	5,60	0,0340174
4,59	0,0507390	4,93	0,0439883	5,27	0,0384641	5,61	0,0338945
4,60	0,0505198	4,94	0,0438098	5,28	0,0383172	5,62	0,0337724
4,61	0,0503019	4,95	0,0436324	5,29	0,0381711	5,63	0,0336509
4,62	0,0500854	4,96	0,0434561	5,30	0,0380259	5,64	0,0335300
4,63	0,0498702	4,97	0,0432807	5,31	0,0378814	5,65	0,0334097
4,64	0,0496563	4,98	0,0431064	5,32	0,0377378	5,66	0,0332901
4,65	0,0494438	4,99	0,0429331	5,33	0,0375949	5,67	0,0331711
4,66	0,0492325	5,00	0,0427608	5,34	0,0374528	5,68	0,0330528
4,67	0,0490226	5,01	0,0425896	5,35	0,0373115	5,69	0,0329350
4,68	0,0488140	5,02	0,0424193	5,36	0,0371710	5,70	0,0328179
4,69	0,0486066	5,03	0,0422500	5,37	0,0370312	5,71	0,0327013
4,70	0,0484005	5,04	0,0420816	5,38	0,0368922	5,72	0,0325854
4,71	0,0481956	5,05	0,0419143	5,39	0,0367540	5,73	0,0324701
4,72	0,0479920	5,06	0,0417479	5,40	0,0366165	5,74	0,0323554
4,73	0,0477897	5,07	0,0415824	5,41	0,0364798	5,75	0,0322412
4,74	0,0475885	5,08	0,0414179	5,42	0,0363438	5,76	0,0321277
4,75	0,0473886	5,09	0,0412544	5,43	0,0362085	5,77	0,0320147
4,76	0,0471899	5,10	0,0410918	5,44	0,0360740	5,78	0,0319023
4,77	0,0469924	5,11	0,0409301	5,45	0,0359402	5,79	0,0317905
4,78	0,0467961	5,12	0,0407693	5,46	0,0358071	5,80	0,0316793
4,79	0,0466010	5,13	0,0406095	5,47	0,0356748	5,81	0,0315686
4,80	0,0464070	5,14	0,0404505	5,48	0,0355432	5,82	0,0314585
4,81	0,0462142	5,15	0,0402925	5,49	0,0354122	5,83	0,0313490
4,82	0,0460226	5,16	0,0401354	5,50	0,0352820	5,84	0,0312400
4,83	0,0458321	5,17	0,0399791	5,51	0,0351525	5,85	0,0311316
4,84	0,0456427	5,18	0,0398238	5,52	0,0350237	5,86	0,0310237
4,85	0,0454545	5,19	0,0396693	5,53	0,0348955	5,87	0,0309164
4,86	0,0452674	5,20	0,0395156	5,54	0,0347680	5,88	0,0308096
4,87	0,0450814	5,21	0,0393629	5,55	0,0346412	5,89	0,0307033

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
5,90	0,0305976	6,24	0,0272992	6,58	0,0244985	6,92	0,0221019
5,91	0,0304925	6,25	0,0272103	6,59	0,0244227	6,93	0,0220367
5,92	0,0303878	6,26	0,0271217	6,60	0,0243472	6,94	0,0219718
5,93	0,0302837	6,27	0,0270336	6,61	0,0242720	6,95	0,0219076
5,94	0,0301801	6,28	0,0269459	6,62	0,0241972	6,96	0,0218429
5,95	0,0300770	6,29	0,0268587	6,63	0,0241227	6,97	0,0217789
5,96	0,0299745	6,30	0,0267718	6,64	0,0240485	6,98	0,0217152
5,97	0,0298724	6,31	0,0266854	6,65	0,0239747	6,99	0,0216517
5,98	0,0297709	6,32	0,0265993	6,66	0,0239013	7,00	0,0215883
5,99	0,0296698	6,33	0,0265137	6,67	0,0238281	7,01	0,0215255
6,00	0,0295693	6,34	0,0264285	6,68	0,0237553	7,02	0,0214629
6,01	0,0294693	6,35	0,0263437	6,69	0,0236828	7,03	0,0214005
6,02	0,0293697	6,36	0,0262592	6,70	0,0236106	7,04	0,0213383
6,03	0,0292707	6,37	0,0261752	6,71	0,0235388	7,05	0,0212765
6,04	0,0291721	6,38	0,0260916	6,72	0,0234673	7,06	0,0212149
6,05	0,0290741	6,39	0,0260084	6,73	0,0233961	7,07	0,0211535
6,06	0,0289765	6,40	0,0259255	6,74	0,0233252	7,08	0,0210925
6,07	0,0288794	6,41	0,0258431	6,75	0,0232547	7,09	0,0210317
6,08	0,0287828	6,42	0,0257610	6,76	0,0231844	7,10	0,0209711
6,09	0,0286866	6,43	0,0256793	6,77	0,0231145	7,11	0,0209108
6,10	0,0285909	6,44	0,0255980	6,78	0,0230449	7,12	0,0208508
6,11	0,0284957	6,45	0,0255171	6,79	0,0229756	7,13	0,0207910
6,12	0,0284010	6,46	0,0254365	6,80	0,0229066	7,14	0,0207315
6,13	0,0283067	6,47	0,0253564	6,81	0,0228379	7,15	0,0206722
6,14	0,0282129	6,48	0,0252766	6,82	0,0227695	7,16	0,0206132
6,15	0,0281195	6,49	0,0251971	6,83	0,0227014	7,17	0,0205544
6,16	0,0280027	6,50	0,0251181	6,84	0,0226336	7,18	0,0204959
6,17	0,0279341	6,51	0,0250394	6,85	0,0225661	7,19	0,0204376
6,18	0,0278421	6,52	0,0249610	6,86	0,0224989	7,20	0,0203795
6,19	0,0277505	6,53	0,0248831	6,87	0,0224320	7,21	0,0203217
6,20	0,0276594	6,54	0,0248054	6,88	0,0223654	7,22	0,0202642
6,21	0,0275687	6,55	0,0247282	6,89	0,0222991	7,23	0,0202069
6,22	0,0274784	6,56	0,0246513	6,90	0,0222331	7,24	0,0201498
6,23	0,0273886	6,57	0,0245747	6,91	0,0221673	7,25	0,0200930

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
7,26	0,0200363	7,60	0,0182445	7,94	0,0166805	8,28	0,0153078
7,27	0,0199800	7,61	0,0181954	7,95	0,0166375	8,29	0,0152700
7,28	0,0199259	7,62	0,0181466	7,96	0,0165948	8,30	0,0152324
7,29	0,0198680	7,63	0,0180979	7,97	0,0165522	8,31	0,0151949
7,30	0,0198124	7,64	0,0180495	7,98	0,0165097	8,32	0,0151575
7,31	0,0197569	7,65	0,0180012	7,99	0,0164675	8,33	0,0151202
7,32	0,0197017	7,66	0,0179531	8,00	0,0164253	8,34	0,0150831
7,33	0,0196468	7,67	0,0179052	8,01	0,0163834	8,35	0,0150462
7,34	0,0195920	7,68	0,0178575	8,02	0,0163415	8,36	0,0150093
7,35	0,0195375	7,69	0,0178100	8,03	0,0162999	8,37	0,0149726
7,36	0,0194832	7,70	0,0177626	8,04	0,0162584	8,38	0,0149360
7,37	0,0194291	7,71	0,0177155	8,05	0,0162171	8,39	0,0148996
7,38	0,0193753	7,72	0,0176685	8,06	0,0161759	8,40	0,0148633
7,39	0,0193217	7,73	0,0176218	8,07	0,0161348	8,41	0,0148271
7,40	0,0192682	7,74	0,0175752	8,08	0,0160940	8,42	0,0147911
7,41	0,0192151	7,75	0,0175288	8,09	0,0160533	8,43	0,0147552
7,42	0,0191621	7,76	0,0174825	8,10	0,0160127	8,44	0,0147194
7,43	0,0191093	7,77	0,0174365	8,11	0,0159723	8,45	0,0146837
7,44	0,0190568	7,78	0,0173906	8,12	0,0159320	8,46	0,0146482
7,45	0,0190045	7,79	0,0173450	8,13	0,0158919	8,47	0,0146128
7,46	0,0189524	7,80	0,0172994	8,14	0,0158519	8,48	0,0145775
7,47	0,0189005	7,81	0,0172541	8,15	0,0158121	8,49	0,0145424
7,48	0,0188488	7,82	0,0172090	8,16	0,0157725	8,50	0,0145074
7,49	0,0187973	7,83	0,0171640	8,17	0,0157330	8,51	0,0144725
7,50	0,0187460	7,84	0,0171192	8,18	0,0156936	8,52	0,0144377
7,51	0,0186949	7,85	0,0170746	8,19	0,0156544	8,53	0,0144030
7,52	0,0186441	7,86	0,0170301	8,20	0,0156153	8,54	0,0143685
7,53	0,0185934	7,87	0,0169858	8,21	0,0155764	8,55	0,0143341
7,54	0,0185430	7,88	0,0169417	8,22	0,0155376	8,56	0,0142998
7,55	0,0184927	7,89	0,0168977	8,23	0,0154989	8,57	0,0142657
7,56	0,0184427	7,90	0,0168540	8,24	0,0154604	8,58	0,0142317
7,57	0,0183928	7,91	0,0168104	8,25	0,0154221	8,59	0,0142978
7,58	0,0183432	7,92	0,0167669	8,26	0,0153839	8,60	0,0142640
7,59	0,0182938	7,93	0,0167237	8,27	0,0153458	8,61	0,0142303

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
8,62	0,0I40967	8,96	0,0I30230	9,30	0,0I20669	9,64	0,0II2II8
8,63	0,0I40633	8,97	0,0I29933	9,3I	0,0I20404	9,65	0,0III88I
8,64	0,0I40300	8,98	0,0I29637	9,32	0,0I20I39	9,66	0,0III644
8,65	0,0I39968	8,99	0,0I29342	9,33	0,0II9876	9,67	0,0III408
8,66	0,0I39637	9,00	0,0I29048	9,34	0,0II96I3	9,68	0,0IIII72
8,67	0,0I39307	9,0I	0,0I28755	9,35	0,0II9352	9,69	0,0II0938
8,68	0,0I38979	9,02	0,0I28463	9,36	0,0II909I	9,70	0,0II0704
8,69	0,0I38652	9,03	0,0I28I72	9,37	0,0II883I	9,7I	0,0II047I
8,70	0,0I38325	9,04	0,0I2788I	9,38	0,0II857I	9,72	0,0II0238
8,7I	0,0I38000	9,05	0,0I27592	9,39	0,0II83I3	9,73	0,0II0006
8,72	0,0I37676	9,06	0,0I27304	9,40	0,0II8056	9,74	0,0I09775
8,73	0,0I37354	9,07	0,0I270I7	9,4I	0,0II7799	9,75	0,0I09545
8,74	0,0I37032	9,08	0,0I2673I	9,42	0,0II7543	9,76	0,0I093I6
8,75	0,0I367II	9,09	0,0I26445	9,43	0,0II7288	9,77	0,0I09087
8,76	0,0I36392	9,IO	0,0I26I6I	9,44	0,0II7034	9,78	0,0I08859
8,77	0,0I36074	9,II	0,0I25878	9,45	0,0II678I	9,79	0,0I0863I
8,78	0,0I35757	9,12	0,0I25595	9,46	0,0II6528	9,80	0,0I08405
8,79	0,0I35440	9,13	0,0I253I4	9,47	0,0II6276	9,8I	0,0I08I79
8,80	0,0I35I25	9,14	0,0I25033	9,48	0,0II6025	9,82	0,0I07953
8,8I	0,0I348I2	9,15	0,0I24754	9,49	0,0II5775	9,83	0,0I07729
8,82	0,0I34499	9,16	0,0I24475	9,50	0,0II5526	9,84	0,0I07505
8,83	0,0I34I87	9,17	0,0I24I97	9,5I	0,0II5278	9,85	0,0I07282
8,84	0,0I33876	9,18	0,0I23920	9,52	0,0II5030	9,86	0,0I07059
8,85	0,0I33567	9,19	0,0I23644	9,53	0,0II4783	9,87	0,0I06837
8,86	0,0I33258	9,20	0,0I23369	9,54	0,0II4537	9,88	0,0I066I6
8,87	0,0I3295I	9,2I	0,0I23095	9,55	0,0II429I	9,89	0,0I06396
8,88	0,0I32644	9,22	0,0I22822	9,56	0,0II4047	9,90	0,0I06I76
8,89	0,0I32339	9,23	0,0I22550	9,57	0,0II3803	9,9I	0,0I05957
8,90	0,0I32035	9,24	0,0I22278	9,58	0,0II3560	9,92	0,0I05739
8,9I	0,0I3I73I	9,25	0,0I22008	9,59	0,0II33I8	9,93	0,0I0552I
8,92	0,0I3I429	9,26	0,0I2I738	9,60	0,0II3077	9,94	0,0I05304
8,93	0,0I3II28	9,27	0,0I2I470	9,6I	0,0II2836	9,95	0,0I05087
8,94	0,0I30828	9,28	0,0I2I202	9,62	0,0II2596	9,96	0,0I04872
8,95	0,0I30529	9,29	0,0I20935	9,63	0,0II2357	9,97	0,0I04657

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
10,00	0,0104015	11,70	0,00754675	13,40	0,00572317
10,05	0,0102959	11,75	0,00748135	13,45	0,00567993
10,10	0,0101920	11,80	0,00741679	13,50	0,00563718
10,15	0,0100895	11,85	0,00735307	13,55	0,00559491
10,20	0,00998864	11,90	0,00729016	13,60	0,00555311
10,25	0,00988924	11,95	0,00722806	13,65	0,00551177
10,30	0,00979132	12,00	0,00716674	13,70	0,00547090
10,35	0,00969484	12,05	0,00710620	13,75	0,00543048
10,40	0,00959977	12,10	0,00704643	13,80	0,00539051
10,45	0,00950610	12,15	0,00698740	13,85	0,00535097
10,50	0,00941378	12,20	0,00692911	13,90	0,00531187
10,55	0,00932280	12,25	0,00687155	13,95	0,00527320
10,60	0,00923312	12,30	0,00681470	14,00	0,00523495
10,65	0,00914474	12,35	0,00675856	14,05	0,00519711
10,70	0,00905761	12,40	0,00670310	14,10	0,00515968
10,75	0,00897171	12,45	0,00664832	14,15	0,00512265
10,80	0,00888703	12,50	0,00659421	14,20	0,00508603
10,85	0,00880354	12,55	0,00654076	14,25	0,00504979
10,90	0,00872122	12,60	0,00648796	14,30	0,00501394
10,95	0,00864005	12,65	0,00643559	14,35	0,00497847
11,00	0,00856000	12,70	0,00638425	14,40	0,00494337
11,05	0,00848105	12,75	0,00633332	14,45	0,00490864
11,10	0,00840320	12,80	0,00628300	14,50	0,00487428
11,15	0,00832640	12,85	0,00623328	14,55	0,00484028
11,20	0,00825065	12,90	0,00618414	14,60	0,00480663
11,25	0,00817593	12,95	0,00613559	14,65	0,00477334
11,30	0,00810222	13,00	0,00608760	14,70	0,00474038
11,35	0,00802950	13,05	0,00604017	14,75	0,00470777
11,40	0,00795775	13,10	0,00599330	14,80	0,00467549
11,45	0,00788695	13,15	0,00594697	14,85	0,00464355
11,50	0,00781710	13,20	0,00590117	14,90	0,00461193
11,55	0,00774817	13,25	0,00585590	14,95	0,00458063
11,60	0,00768014	13,30	0,00581115	15,00	0,00454965
11,65	0,00761301	13,35	0,00576691	15,05	0,00451898

α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$	α	$Q_c(\alpha)$
I5,10	0,00448863	I6,80	0,0036I446	I8,50	0,00297297
I5,15	0,00445857	I6,85	0,00359273	I8,55	0,00295676
I5,20	0,00442882	I6,90	0,00357I2I	I8,60	0,00294069
I5,25	0,00439937	I6,95	0,00354987	I8,65	0,00292475
I5,30	0,0043702I	I7,00	0,00352452	I8,70	0,00290893
I5,35	0,00434I33	I7,05	0,00350777	I8,75	0,00289324
I5,40	0,0043I275	I7,I0	0,00348700	I8,80	0,00287768
I5,45	0,00428444	I7,I5	0,00346642	I8,85	0,00286225
I5,50	0,0042564I	I7,20	0,00344602	I8,90	0,00284694
I5,55	0,00422866	I7,25	0,00342579	I8,95	0,00283I75
I5,60	0,00420I18	I7,30	0,00340575	I9,00	0,0028I668
I5,65	0,004I7396	I7,35	0,00338588	I9,05	0,00280I74
I5,70	0,004I470I	I7,40	0,003366I8	I9,I0	0,0027869I
I5,75	0,004I2032	I7,45	0,00334666	I9,I5	0,00277220
I5,80	0,00409388	I7,50	0,00332730	I9,20	0,00275760
I5,85	0,00406770	I7,55	0,003308II	I9,25	0,002743I2
I5,90	0,00404I77	I7,60	0,00328909	I9,30	0,00272876
I5,95	0,0040I609	I7,65	0,00327023	I9,35	0,0027I45I
I6,00	0,00399065	I7,70	0,00325I54	I9,40	0,00270037
I6,05	0,00396545	I7,75	0,00323300	I9,45	0,00268633
I6,I0	0,00394049	I7,80	0,0032I462	I9,50	0,0026724I
I6,I5	0,0039I577	I7,85	0,003I9640	I9,55	0,00265860
I6,20	0,00389I27	I7,90	0,003I7833	I9,60	0,00264489
I6,25	0,0038670I	I7,95	0,003I6042	I9,65	0,00263I29
I6,30	0,00384297	I8,00	0,003I4265	I9,70	0,0026I780
I6,35	0,0038I9I6	I8,05	0,003I2504	I9,75	0,00260440
I6,40	0,00379557	I8,I0	0,003I0757	I9,80	0,00259III
I6,45	0,003772I9	I8,I5	0,00309025	I9,85	0,00257793
I6,50	0,00374903	I8,20	0,00307308	I9,90	0,00256484
I6,55	0,00372609	I8,25	0,00305605	I9,95	0,00255I85
I6,60	0,00370335	I8,30	0,003039I5	I9,97	0,00254668
I6,65	0,00368082	I8,35	0,00302240	I9,98	0,002544I0
I6,70	0,00365850	I8,40	0,00300579	I9,99	0,00254I53
I6,75	0,00363638	I8,45	0,0029893I	20,00	0,00253896

1. ДОЛЛЬ Г.Г. Теория индукционного метода исследования разрезов скважин и его применение в скважинах, пробуренных с глинистым раствором на нефти. -В кн.: "Вопросы промышленной геофизики". М., Гостопиздат, 1957.
2. КАУФМАН А.А. Теория индукционного каротажа. Новосибирск, "Наука", 1965.
3. ПЛЮСНИН М.И. Индукционный каротаж. М., "Недра", 1968.
4. КАУФМАН А.А., ШАПИРО Р.П. Разработка кольцевого индукционного интегратора. - "Изв. вузов. Геология и геофизика", 1959, № 10.
5. АКСЕЛЬРОД С.М. Высокочастотные методы исследования скважин. М., Госгеолтехиздат, 1965.
6. ЗВЕРЕВ Г.Н., САНТО К.Л., ЗВЕРЕВА Э.П. Методика моделирования аппаратуры и зондов индукционного каротажа на вычислительных машинах. М., ВИЭМС, 1973.
7. АНТОНОВ Ю.Н., КАУФМАН А.А. Диэлектрический индуктивный каротаж. Новосибирск, "Наука", 1971.
8. АНТОНОВ Ю.Н., ИЗЮМОВ И.Ф. Высокочастотный индукционный каротаж. - "Геология и геофизика", 1971.
9. ТАБАРОВСКИЙ Л.А. Применение метода интегральных уравнений в задачах геоэлектрики. Новосибирск, "Наука", 1975.
10. АНТОНОВ Ю.Н., ПРИВОРОТСКИЙ Б.И. Способ индукционного каротажа. Заявка № 1957237, 1973.
11. КРИВОПУЦКИЙ В.С. Исследование радиальных и вертикальных характеристик зондов индукционного каротажа, расположенных симметрично и несимметрично относительно оси скважины. Новосибирск, 1974.
12. ДАЕВ Д.С. Высокочастотные электромагнитные методы исследования скважин. М., "Недра", 1974.
13. КАУФМАН А.А., СОКОЛОВ В.П. Теория индукционного каротажа методом переходных процессов. Новосибирск, "Наука", 1972.
14. ПЛЮСНИН М.И. Влияние паразитных емкостей в цепях зонда

индукционного каротажа. - В кн.: Разведочная и промысловая геофизика. Вып. 47. М. Гостоптехиздат, 1963.

15. Патент США, 324-6, № 3.179.879. Заявлен 16.05.60, опубликован 20.04.65.

16. АКСЕЛЬРОД С.М. О градуировке аппаратуры индукционного каротажа - "Изв. вузов. Нефть и газ", 1960, № 5.

17. ПЛЮСНИН М.И., БОГАНИК В.Н. Расчет эталонировочных колец для аппаратуры индукционного каротажа. - "Изв. вузов. Геология и разведка", 1965, № 9.

18. НЕЙМАН Л.Р., ДЕМИРЧЯН К.С. Теоретические основы электротехники. М.-Л., "Энергия", 1966.

19. ПИРСОН С.Д. Справочник по интерпретации данных каротажа. М., "Недра", 1966.

20. АЛЬПИН Л.М. Теория поля. М., "Недра", 1965.

21. АКСЕЛЬРОД С.М. Способ индукционного каротажа. Авт. свид. № 133556, 1960.

22. АНТОНОВ Ю.Н., ИЗЮМОВ И.Ф. Результаты опробования аппаратуры высокочастотного индукционного каротажа. В кн.: Разведочная геофизика. Вып. 42, М., "Недра", 1970.

23. АНТОНОВ Ю.Н. О радиальных и вертикальных характеристиках высокочастотного индукционного каротажа (ВИК). В кн.: "О радиальных и вертикальных характеристиках некоторых фокусирующих систем". Новосибирск, 1974.

24. ДАЕВ Д.С. Физические основы волнового электромагнитного каротажа. - "Изв. вузов. Геология и разведка", 1970, № 4.

25. ДАЕВ Д.С., ДЕНИСОВ С.Б. О высокочастотном индукционном каротаже. - В кн.: Разведочная геофизика. Вып. 42. М., "Недра", 1970.

26. ДАЕВ Д.С., ДЕНИСОВ С.Б. Аппаратура волнового электромагнитного каротажа. - В кн.: Геофизическая аппаратура. Вып. 45. М., "Недра", 1971.

27. ДАХНОВ В.М. Интерпретация результатов геофизических исследований разрезов скважин. М., Гостоптехиздат, 1972.

28. ДЭБРАНД Р. Теория и интерпретация результатов геофизических исследований скважин. М., "Недра", 1972.

29. ДМИТРИЕВ В.И. Осесимметрическое электромагнитное поле

в цилиндрической слоистой среде.—"Изв. АН СССР. Физика Земли", 1972, № II.

30. ЗАСЛОНОВ И.М. Каротаж скважин, основанный на измерении затухания электромагнитного поля.— В кн.: Прикладная геофизика. Вып.67. М., "Недра", 1972.

31. ЗВЕРЕВ Г.Н. Задача анализа в теории индукционного каротажа.—"Изв.вузов. Геология и разведка", 1965, № II.

32. ИТЕНБЕРГ С.С. Интерпретация результатов геофизических исследований разрезов скважин. М., "Недра", 1972.

33. КОМАРОВ С.Г. Геофизические методы исследования нефтяных скважин. М., Гостоптехиздат, 1963.

34. СОХРАНОВ Н.Н. Количественная интерпретация данных электрического каротажа в переходной зоне.— В кн.: Прикладная геофизика. Вып.27. М., Гостоптехиздат, 1960.

35. ФРУМКИН Г.Д. Расчет и конструирование радиоаппаратуры. М., "Высшая школа", 1963.

В В Е Д Е Н И Е	3
Г л а в а I. Индукционный каротаж с применением высоких частот.	9
§ 1. Приближенная теория индукционного каротажа в области предельно низких частот	9
§ 2. Приближенная теория индукционного каротажа, учитывающая скин-эффект во внешней области	27
§ 3. О пределах применимости приближенной теории ИК, учитывающей скин-эффект	32
§ 4. Фокусирующие системы. Глубинность исследования индукционных зондов	42
§ 5. Зонды высокочастотного индукционного каротажа	50
§ 6. Радиальные характеристики зондов ВИК.	61
§ 7. Вертикальные характеристики зондов ВИК.	74
§ 8. О форме кривых ВИК.	81
Г л а в а II. Конструирование и моделирование зондов ВИК.	84
§ 1. Электрическое экранирование и способы устранения емкостного влияния в зондах ВИК	85
§ 2. Об индуктивных помехах.	102
§ 3. Влияние погрешностей изготовления зонда на его фокусирующие свойства	112
§ 4. Камерное моделирование зондов ВИК	128
§ 5. Конструкция зондов ВИК.	137
Г л а в а III. Аппаратура ВИК.	140
§ 1. Принципы измерений, применяемых в индукционном каротаже.	140
§ 2. Возбуждающая цепь зонда ИК и выбор её электрических параметров.	145
§ 3. Приемная цепь зонда ИК и выбор её электрических параметров.	151
§ 4. О некоторых мерах, способствующих повышению стабильности аппаратуры ВИК.	160

§ 5.	Построение измерительной схемы	164
§ 6.	Функциональная схема аппаратуры ВИК.	173
§ 7.	Электрическая схема скважинного прибора ВИК.	176
§ 8.	Градуировка и контроль аппаратуры ВИК. Фазовая настройка измерительного канала.	187
§ 9.	О технических характеристиках двухчастотной аспа- ратуры ВИК.	204
Г л а в а	IV. Интерпретация диаграмм ВИК, примеры диагра- фий скважин.	206
§ 1.	Исправление искаженных скин-эффектом результатов диаграммы.	206
§ 2.	Введение поправок, учитывающих влияние скважины.	208
§ 3.	Особенности кривых профилирования ВИК.	211
§ 4.	Палетки для учета влияния вмещающих пород на пока- зания зондов ВИК	214
§ 5.	Палетки ВИК для учета влияния зоны проникновения. Комплексные палетки.	217
§ 6.	Результаты измерений в скважинах	222
§ 7.	О расширении диапазона измерений в области малых значений удельного сопротивления пород	239
П Р И Л О Ж Е Н И Е.	246
Л И Т Е Р А Т У Р А.	256

Юрий Николаевич Антонов
Борис Иосифович Приворотский

**ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ИНДУКЦИОННЫЙ
КАРОТАЖ**

Ответственный редактор
Леонтий Абрамович Табаровский

Редактор С.А.Садко
Технический редактор Л.А.Панина

Подписано в печать 14 августа 1975 г. МН 00207. Бумага 60x84/16
16,25 печ. л., 15,1 усл. печ. л., 17 уч.-изд. л. Заказ 250.
Тираж 600 экз. Цена 1 р. 02 к.

Издательство "Наука", Сибирское отделение. 630099, Новосибирск,
Советская, 18.
Ротапринт Института геологии и геофизики СО АН СССР. 630090,
Новосибирск, 90, Университетский пр-т 3.