

УВЕЛИЧЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА РАБОТЫ ПРИБОРОВ БОКОВОГО КАРОТАЖА ПОСРЕДСТВОМ ПРИМЕНЕНИЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В.А. Клименко¹, Т.Р. Салахов¹, В.М. Коровин²

¹АО НПФ «Геофизика», 450513, Уфа, ул. Комсомольская, 2, Россия

²АО «Башифтегеофизика», 450077, Уфа, ул. Ленина, 13, Россия

Рассмотрены диапазоны изменения токов и напряжений для приборов бокового каротажа. Показано, что увеличение динамического диапазона работы приборов бокового каротажа возможно через применение математической фокусировки и цифровой фильтрации в комплексе, а также при выполнении условий по разрядности аналого-цифрового преобразователя и выполнении аппаратных требований. Рассмотрены принципы математической фокусировки на примере прибора 5БК, выпускаемого в АО НПФ «Геофизика» (г. Уфа). Показана методика расчета и применения цифровой фильтрации. Приведены результаты скважинных испытаний.

Электрический каротаж, боковой каротаж, прибор бокового каротажа, динамический диапазон, математическая фокусировка, цифровая обработка сигналов, цифровая фильтрация, влияние скважины.

EXPANSION OF THE DYNAMIC RANGE OF LATEROLOG TOOLS BY DIGITAL SIGNAL PROCESSING

V.A. Klimenko, T.R. Salakhov, and V.M. Korovin

We consider the ranges of current and voltage values for laterolog tools. It is shown that expansion of the dynamic range of these parameters is possible by mathematical focusing and digital filtering and by fulfillment of the conditions for the effective number of bits and by compliance with the tool requirements. The principles of mathematical focusing are considered by the example of the 5BK tool designed by AO NPF Geofizika (Joint-Stock Company) in Ufa. The digital-filtering calculation and application technique is described. The results of well tests are presented.

Electric logging, lateral logging, laterolog tool, dynamic range, mathematical focusing, digital signal processing, digital filtering, well effect

ВВЕДЕНИЕ

В связи с началом освоения морского шельфа в России и проведением разведочного бурения с большими диаметрами скважины (ДС), а также с использованием при бурении высокоминерализованных буровых растворов (БР) появляются новые требования к геофизическим приборам, измеряющим удельное электрическое сопротивление (УЭС) горных пород. Основным методом для определения УЭС пластов (УЭСп) в условиях минерализованных буровых растворов на водной основе являются методы бокового каротажа (БК). Приборы индукционного каротажа (ИК) в этих условиях не работают, а приборы БК слишком рано входят в насыщение по контрастности, т. е. занижают показания («заваливаются») из-за сильного влияния скважины, которое не выправляется применением палеток или поправок. Поэтому цель данной статьи — выяснить, каким образом можно расширить динамический диапазон (ДД) работы приборов БК.

Для приборов электрического (гальванического) каротажа (ЭК) отношение измеряемого напряжения (или комбинация измеряемых напряжений) к генерируемому току (или комбинации токов), умноженное на коэффициент зонда, называют кажущимся сопротивлением (КС):

$$\rho_k = K_3 \cdot \frac{U_{NNy}}{I_0}, \quad (1)$$

где K_3 — коэффициент зонда, U_{NNy} — измеряемое напряжение, I_0 — генерируемый ток [Ильинский, 1971; Дахнов, 1981].

Для приборов ЭК в общем случае динамический диапазон измерения определяется точностью и диапазоном измерения тока и напряжения (комбинации токов и напряжений для приборов электриче-

ского каротажа) [Smith et al., 1998; Itskovich et al., 1998; Legendre et al., 1999; Zhou et al., 2008; Maurer et al., 2009; Хусид и др., 2014; Каюров и др., 2015; и др.]. На практике часто ток пытаются задать постоянным и независимым от сопротивления нагрузки, а изменение напряжений на измерительных электродах имеет большой ДД и в высокоомных пластах имеет очень малое значение.

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА, МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ФОРМУЛИРОВКА

Для прибора с зондовой установкой 5БК (более подробно о приборе 5БК и результатах работы указано в [Клименко и др., 2019; Сальникова и др., 2019]), выпускаемого в АО НПФ «Геофизика» (г. Уфа), проводилось моделирование и исследование метрологических характеристик, в том числе ДД изменения напряжений между электродами MN (U_{MN}^{AiAi+1}) и NNy (U_{NNy}^{AiAi+1}), при действующем значении тока, равном 1 А на генерирующих электродах. Динамический диапазон определялся перебором возможных электрических параметров: УЭСп, УЭС бурового раствора (УЭСбр) и ДС. Результаты моделирования отображены в табл. 1. Видно, что напряжение между измерительными электродами N и N_y изменяется от единиц милливольт до единиц вольт, что является приемлемым уровнем сигнала для измерения. Напряжение между электродами M и N может изменяться от единиц микровольт до сотен милливольт, поэтому обеспечить качественное измерение таких сигналов является сложной задачей, так как на эти сигналы накладываются разнообразные шумы и помехи. Исходя из опыта проектирования приборов ЭК, уровень шумов может достигать десятков милливольт. В этом случае наблюдается превышение уровня шума над полезным сигналом в 10 000 раз (80 дБ) или более.

Одним из путей повышения уровня измерительных сигналов является увеличение мощности, «вквачиваемой» в породу. Однако это ведет к увеличению общей потребляемой мощности, а также к снижению КПД (для линейных усилителей классов А, В, АВ и аналоговичных [Гусев, 2013]). Это не всегда приемлемо. Причем повышение выходного тока в 2 раза приводит к пропорциональному увеличению напряжения на измерительных электродах тоже в 2 раза, что не решает проблему низкого уровня сигналов.

Для снижения уровня шумов на измерительных сигналах можно прибегнуть к аналоговой фильтрации, однако максимально возможный коэффициент подавления для аналоговых фильтров составляет 60—70 дБ/дек [Каяцкас, 1988]. Эта граница обуславливается собственными шумами операционных усилителей и пассивных компонентов. Кроме этого, порядок фильтра должен быть очень большим из-за близкого расположения в спектре измерительного сигнала и основного шума. Поэтому измерение такого уровня сигналов возможно через применение цифровой обработки сигналов (ЦОС) и, в частности, какой-либо цифровой фильтрации (ЦФ).

Условие применения ЦОС хоть и является обязательным, но существует и ряд других требований к приборам БК, невыполнение которых ведет к нивелированию применения любой ЦФ.

Во-первых, обязательным требованием является применение математической (численной) фокусировки для приборов БК, которое позволяет избежать аппаратных ограничений для приборов (конечных значений сопротивлений «шунтов» и «закороток» между электродами внутри прибора).

Рассмотрим принцип работы математической фокусировки на примере зондовой установки прибора 5БК (АО НПФ «Геофизика»). На рисунке 1 приведена схема распространения токовых линий для

Таблица 1. Динамический диапазон измеряемых напряжений

Напряжение MN при соответствующем включении	U_{\min} , мВ	U_{\max} , мВ	Напряжение NNy при соответствующем включении	U_{\min} , мВ	U_{\max} , мВ
U_{MN}^{A0A2}	30	1000	U_{NNy}^{A0A2}	30	2500
U_{MN}^{A1A2}	0.015	200	U_{NNy}^{A1A2}	12	3000
U_{MN}^{A2A3}	0.006	120	U_{NNy}^{A2A3}	12	3000
U_{MN}^{A3A4}	0.006	90	U_{NNy}^{A3A4}	10	3000
U_{MN}^{A4A5}	0.006	60	U_{NNy}^{A4A5}	8	3000
U_{MN}^{A5A6}	0.006	60	U_{NNy}^{A5A6}	8	3000

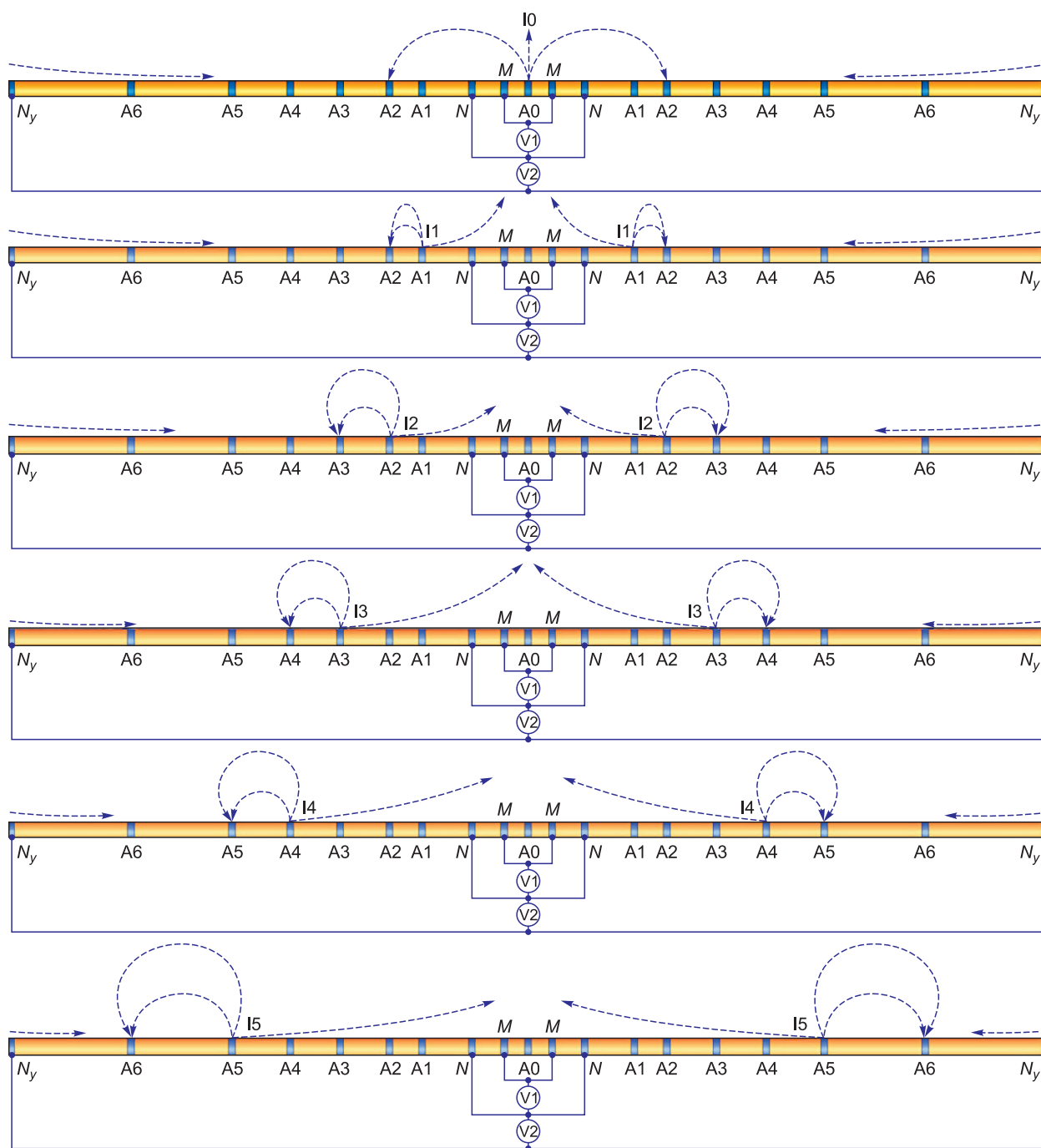


Рис. 1. Включения: A0-A2, A1-A2, A2-A3, A3-A4, A4-A5, A5-A6 (сверху вниз).

всех различных включений электродов A0-A2, A1-A2, A2-A3, A3-A4, A4-A5, A5-A6. Положение удаленного электрода N_y отображено не в масштабе. Также на рисунке условно обозначены вольтметры V1 и V2, показывающие, какие напряжения измеряются при соответствующем включении. Разноглубинность измерений достигается за счет поочередного включения и удаления диполей от измерительных электродов M и N. За счет постоянства расстояния между мониторинговыми электродами M и N при каждом включении обеспечивается единая вертикальная разрешающая способность для каждого из зондов. Она равна длине между средними точками мониторинговых электродов M и N с каждой стороны от центра прибора и составляет 0.38 м. Глубинность измерения прибора зависит от скважинных условий и псевдогеометрического фактора и составляет примерно от 0.2—0.3 м для малого зонда и до 1.0—1.5 м для большого зонда [Клименко и др., 2019].

Систему уравнений, описывающую работу прибора БК в общем случае, можно представить в виде

$$\begin{cases} \rho_k = K_3 \cdot \frac{U_{NNy}}{I_0}; \\ U_{MN} = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где K_3 — коэффициент зонда, U_{NNy} — измеряемое напряжение между измерительным и удаленным электродом, I_0 — генерируемый ток, U_{MN} — напряжение между мониторинговыми электродами.

Математическая фокусировка осуществляется на основе двух поочередных включений генераций для каждого из зондов БК. Для примера рассмотрим включения А0-А2 и А1-А2 — они необходимы для получения кажущегося сопротивления (КС) первого зонда (ρ_{k1}). Измерения, выполненные при первом включении (диполь А0-А2), будут использоваться в дальнейшем для получения показаний остальных зондов. В момент этого включения измеряются напряжения $U_{NNy}^{A0.A2}$, $U_{MN}^{A0.A2}$ и ток I_0 . При втором включении (диполь А1-А2) измеряются напряжения $U_{NNy}^{A1.A2}$, $U_{MN}^{A1.A2}$.

Применяя принцип суперпозиции полей, будем считать, что результирующее напряжение U_{NNy} , в общем случае, есть сумма напряжений при первом и втором включении, взятая с весовыми коэффициентами. Принимая весовой коэффициент при первом включении равным единице, получим

$$U_{NNy} = U_{NNy}^{A0.A2} + K1 \cdot U_{NNy}^{A1.A2}, \quad (3)$$

подставляя формулу (3) в первое уравнение системы (2), получим

$$\rho_k = K_3 \cdot \left(\frac{U_{NNy}^{A0.A2} + K1 \cdot U_{NNy}^{A1.A2}}{I_0} \right). \quad (4)$$

С другой стороны, результирующее напряжение U_{MN} , также является суммой напряжений при первом и втором включениях, причем взятых с теми же весовыми коэффициентами, что и напряжения $U_{NNy}^{A0.A2}$ и $U_{NNy}^{A1.A2}$. Для обеспечения режима фокусирования сумма этих напряжений должна равняться нулю на основании второго уравнения системы (2):

$$U_{MN} = U_{MN}^{A0.A2} - K1 \cdot U_{MN}^{A1.A2} = 0. \quad (5)$$

Знак минус в формуле появляется из-за того, что напряжения в первом и во втором включениях, приложенные к электродам M и N , были разнонаправленны.

Из выражения (5) можно вывести значение весового коэффициента $K1$:

$$K1 = \frac{U_{MN}^{A0.A2}}{U_{MN}^{A1.A2}}. \quad (6)$$

Подставив (6) в (4), получим выражение для получения КС первого зонда (ρ_{k1}) из измерений первого и второго включений:

$$\rho_{k1} = K_3 \cdot \frac{\left(U_{NNy}^{A0.A2} + \frac{U_{MN}^{A0.A2}}{U_{MN}^{A1.A2}} \cdot U_{NNy}^{A1.A2} \right)}{I_0}. \quad (7)$$

Аналогичные формулы можно вывести и для остальных четырех зондов. Применение математической фокусировки позволяет значительно упростить реализацию приборов, сократить энергии, затрачиваемые на генерацию тока.

Погрешности измерения каждым каналом являются случайными некоррелированными, поэтому суммарная погрешность измерения УЭС будет определяться как среднее геометрическое погрешностей, входящих в формулу расчета КС. Для КС зондов 5БК они рассчитываются по формуле

$$\partial \rho_{ki} = \sqrt{\partial I_0^2 + \partial U_{NNy}^2 + \partial U_{MN}^2}, \quad (8)$$

где ∂I_0 , ∂U_{NNy} , ∂U_{MN} — относительные погрешности соответствующих измерительных каналов прибора 5БК. Они выбираются из максимальных погрешностей измерения каналов по контрольным точкам, соответствующим измеряемым диапазонам КС.

Таблица 2. Коэффициенты подавления

Разрядность АЦП	Максимальный код	Коэффициент подавления, дБ
12	4095	-60.2
13	8191	-66.2
14	16383	-72.2
15	32767	-78.3
16	65535	-84.3
17	131071	-90.3
18	262143	-96.3

Во-вторых, еще одним обязательным условием является требование к разрядности применяемого аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Так, если максимальный код АЦП равен 32767 битам (шестнадцатиразрядный АЦП со старшим знаковым битом), а минимальный код АЦП равен 4 (биения двух младших разрядов АЦП), то максимальный коэффициент подавления, который возможно реализовать, применяя это АЦП, вычисляется как $K_n = 4/32767$, что в логарифмической форме записи составляет -78.3 дБ. В таблице 2 приведены ориентировочные, максимально возможные коэффициенты подавления для различных разрядностей АЦП.

Исходя из табл. 2 ясно, что АЦП с разрядностью менее 15 не подходит для применения ЦФ, так как не сможет обеспечить желательный коэффициент подавления, низкий уровень сигнала просто «утонет» в шуме. Разрядность АЦП, равная 15, находится на границе, когда ЦФ еще может продолжать работать. Желательно применение АЦП с разрядностью 15 и выше, однако верхнее значение разрядности также ограничено скоростью преобразования.

В-третьих, существуют определенные требования, невыполнение которых может привести к невелированию применения любой ЦФ. Эти требования позволяют на аппаратном уровне сделать измерительные цепи более устойчивыми к влиянию шумов и помех. Перечислим основные из них:

- для аналоговых трактов усиления и фильтрации использование высокостабильных операционных усилителей с малым уровнем собственных шумов, малым дрейфом выходных напряжений от температуры, большим коэффициентом подавления пульсаций питающих напряжений;
- для аналоговых трактов усиления и фильтрации использование высокостабильных пассивных компонентов, обязательно применение NP0 (C0G) конденсаторов;
- желательно, где это возможно, применение линейных источников питания из-за их низкого уровня выходных шумов и отсутствия переключающих элементов [Клаасен, 2000].

Необходимо отметить, что собственные помехи, наведенные генератором тока в породу на измерительные цепи, отделить от истинного измерительного сигнала с помощью ЦФ невозможно, так как в приборах ЭК наводка от генератора на измерительные цепи совпадает по частоте и находится в синфазе с измерительным сигналом (из-за использования низких частот). Исходя из этого, для ЦФ не существует критерия (частота и фаза одинаковы), по которому эту наводку можно определить. Аппаратными методами борьбы с такими помехами являются:

- расположение измерительных плат (операционные усилители, аналоговые фильтры, АЦП) как можно ближе к измерительным электродам (исходя из личного опыта автора, расположение измерительных плат от электродов на расстоянии 5 см позволило уменьшить «генераторную» помеху примерно в 20 раз по сравнению с расположением измерительных плат на расстоянии в 1 м от электродов);
- для измерительных трактов использование экранированных витых пар, а также их расположение как можно дальше от генерирующих цепей проводников (прокладка измерительных и генерирующих проводов в разных жгутах на разных сторонах прибора, исходя из личного опыта автора, позволило уменьшить «генераторную» помеху примерно в 2 раза).

ПРИМЕНЕНИЕ И РАСЧЕТ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Наиболее важным моментом в любой задаче ЦОС является понимание того, как информация вводится в сигнал, с которым предстоит работать [Smith, 1999]. В ЦОС применительно к геофизическим приборам на входе цифрового фильтра присутствуют сигналы временной области. Это вызвано тем, что сигналы обычно создаются отсчетами через регулярные интервалы времени. Однако из-за специфики работы приборов ЭК требуемая информация находится в частотной области — в амплитуде синусной волны, и поэтому применять ЦФ необходимо в частотной области.

Сформируем требуемые параметры для цифрового фильтра, который должен:

- быть полосно-пропускающим;
- иметь узкую полосу пропускания, настроенную на частоту генерации;
- иметь резкий спад амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе блокировки;
- обладать большим коэффициентом подавления в полосе блокировки (желательно более 80 дБ на основных частотах помехи);
- не иметь изменений амплитуды в полосе пропускания;
- работать в режиме реального времени.

Рис. 2. Структурная схема цифрового фильтра.



На вход ЦФ подается входной дискретный сигнал $x[n]$, $n = 0 \dots N - 1$. N — количество выборок данных. Применительно к приборам ЭК входной сигнал формируется АЦП до ЦФ из входного аналогового сигнала $x(t)$. Причем поступление каждого очередного отчета данных происходит через время Δt , т. е. с частотой дискретизации f_D .

На рисунке 2 приведена рекомендуемая структурная схема ЦФ, который состоит из блока КИХ-фильтрации (фильтр с конечной импульсной характеристикой) и блока ДПФ (дискретное преобразование Фурье).

Длину импульсного отклика (ядро фильтра) КИХ-фильтра примем равной M , причем M должно быть меньше N . Далее итерационно производится отслеживание номера выборки кода АЦП и по достижению значения $n = M$ происходит последующая передача данных в модуль ДПФ. Весь спектр измеряемых частот не представляет интереса, поэтому может быть использован частный случай расчета ДПФ для конкретной гармоники. Этот расчет является рекурсивным фильтром второго порядка [Айфичер, Джервис, 2004]. В нем расчет сведен к формуле вычисления комплексной амплитуды гармоники с определенным индексом k_{f_G} , который соответствует частоте генерации f_G , что позволяет сократить время вычисления. На выходе фильтра получается реальная ($\text{Re}[k_{f_G}]$) и мнимая ($\text{Img}[k_{f_G}]$) части заданной гармоники. Амплитуда и фаза сигнала вычисляются по формулам преобразования прямоугольной системы координат в полярную.

Для того чтобы схема работала корректно, необходимо предварительно отфильтровать массив данных и подавить в нем все возможные частотные составляющие, кроме искомой амплитуды. Для этого был применен КИХ-фильтр перед блоком ДПФ. Недостатком применения КИХ-фильтрации является необходимость проведения большого объема вычислений после получения каждого последующего отсчета. Поэтому задача проектирования КИХ-фильтра сводится к задаче достижения наилучших характеристик, а именно максимального коэффициента подавления и минимальной полосы пропускания с учетом всех временных ограничений, зависящих от скорости работы применяемого микроконтроллера и требуемой скорости каротажа.

Количество периодов генерации для проведения ЦФ должно быть кратно основным частотам помехи («белый» шум, состоящий из всех частот, не учитываем). Обозначим основные частоты помехи через ряд $f_0, f_1, f_2, \dots, f_K$, где K — максимальная частота помехи. В общем случае частота генерации f_G может находиться в любом месте между основными частотами помехи. Частота генерации f_G должна, во-первых, быть достаточно низкой, чтобы соответствовать моделям, рассчитанным на постоянном токе, и должен отсутствовать фазовый сдвиг между генерируемым в породу и принимаемым сигналом. Во-вторых, основные частоты помехи и частота генерации должны быть кратны между собой, так если f_G находится между f_1 и f_2 , то будет верно следующее выражение:

$$f_0 \div f_1 \div f_G \div f_2 \dots \quad (9)$$

Если выражение (9) выполняется, то частоты помехи попадут в локальный минимум на АЧХ ЦФ и будут иметь более высокий коэффициент подавления.

В приборе 5БК выбор рабочей частоты генерации в 250 Гц не случаен. Так, в частоте помехи 50 Гц укладываются в 5 периодов частоты 250 Гц, или 8 периодов частоты помехи 400 Гц. Это значит, что для максимального подавления время наблюдения должно составлять $5 \cdot R$ периодов, где R — натуральное число, которое определяется необходимым подавлением, требуемой скоростью каротажа, скоростью работы и типом используемого вычислителя (контроллера). Частоты 50 и 400 Гц — основные частоты помехи, так питание приборов осуществляется на этих частотах.

Частоту среза фильтра обозначим f_c . Тогда ширина полосы спада АЧХ фильтра будет Δf_c . Она может быть оценена по аппроксимирующей формуле для КИХ-фильтров [Smith, 1999]:

$$\Delta f_c = 4 \cdot \frac{f_D}{M}. \quad (10)$$

Из этой формулы следует, что чем больше ядро фильтра M , тем уже полоса спада. Но частота дискретизации f_D в числителе означает, что увеличение ядра фильтра, которое можно достигнуть, делая большее число отсчетов за время наблюдения, на практике приведет к тому, что ширина полосы спада Δf_c останется неизменной. Поэтому единственный способ ощутимо сузить полосу спада — это увеличить время наблюдения, которое, в свою очередь, ограничено скоростью каротажа.

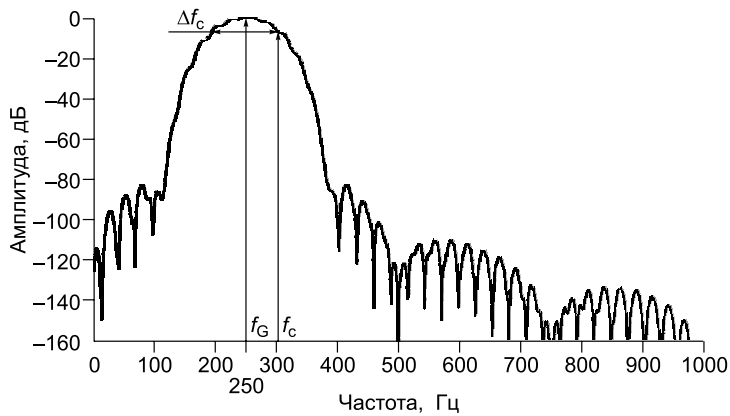


Рис. 3. АЧХ цифрового фильтра.

Обозначим через $h[i]$ импульсный отклик КИХ-фильтра. Как известно [Smith, 1999; Айфичер, 2004], построение КИХ-фильтра, т. е. нахождение всех коэффициентов $h[i]$, можно свести к наложению на усеченную sinc-функцию какой-либо из известных весовых функций:

$$h[i] = K \cdot \frac{\sin\left(2\pi f_c \left(i - \frac{M}{2}\right)\right)}{i - \frac{M}{2}} \cdot w(i). \quad (11)$$

В формуле (11) $w(i)$ — весовая функция. Частота среза f_c выражена в долях частоты дискретизации от 0 до 0.5. Длина ядра фильтра определяется величиной M , которая должна быть четным целым числом. Номер отсчета i целое число, меняющееся от 0 до M , что дает $M + 1$ точек в ядре. Константа K выбирается из условия получения единичного коэффициента усиления на нулевой частоте. Чтобы избежать деления на ноль, при $i = M/2$ берут $h[i] = 2\pi f_c K$. В sinc-функции независимая переменная i сдвигается на $M/2$ точек вправо во временной области для того, чтобы избежать отрицательной индексации.

В качестве весовой функции обычно применяют различные «окна», например «окно» Хеннинга, «окно» Блэкмана или другие в зависимости от требуемых параметров ширины полосы пропускания, коэффициента подавления и крутизны спада. Например, в приборе 5БК в качестве весовой функции применялось «окно» Кайзера [Айфичер, 2004].

На рисунке 3 показано конечное АЧХ и блока КИХ, и блока ДПФ, построенное для подобранной весовой функции и ядра M , которые позволили реализовать эту фильтрацию в режиме реального времени. Полученный КИХ-фильтр обеспечил в полосе 248...252 Гц неравномерность не более 0.2 %, в полосе 245...255 Гц не более 0.3 %. С учетом всех наложенных ограничений ширина полосы спада составила 110 Гц. В полосе блокировки коэффициент подавления будет не хуже чем -83 дБ. На частоте, близкой к 400 Гц, коэффициент подавления будет не хуже чем -95 дБ. Такой высокий коэффициент подавления на частоте 400 Гц получился из-за выполнения соотношения (9) между генерируемым сигналом и основной частотой помехи (частота 400 Гц попала в локальный минимум на АЧХ).

Одним из требований к ЦФ является его работа в реальном времени. Значит используемый микроконтроллер за время между двумя выборками данных должен произвести опрос АЦП по соответствующему протоколу, передать полученные данные в модуль КИХ-фильтрации, выполнить свертку входной выборки с ядром КИХ-фильтра, а при достижении номера выборки, равного длине ядра КИХ-фильтра ($n = M$), осуществить «прогонку» вновь рассчитанного отсчета через блок ДПФ. Основными параметрами, влияющими на скорость расчета, является тактовая частота контроллера, тип контроллера, длина ядра фильтра и частота дискретизации.

Оценка возможностей ядра ЦОС, т. е. определение числа команд, затрачиваемых на одну из M итераций КИХ-фильтрации, а также расчет количества команд, затрачиваемых на каждый программный модуль, за время между двумя выборками приводит к первому уравнению для оптимизации:

$$f_D = \frac{f_m}{N_D}, \quad (12)$$

где f_m — тактовая частота работы контроллера, N_D — количество операций, которое должен успеть выполнить микроконтроллер между двумя выборками данных (между временем t_D). Количество операций можно расписать как

$$N_D = N_0 + N_{\text{ДПФ}} + N_{\text{КИХ}}, \quad (13)$$

где N_0 — количество общих операций, $N_{\text{ДПФ}}$ — число операций, затрачиваемых на вычисление ДПФ, $N_{\text{КИХ}}$ — число операций, затрачиваемых на проведение КИХ-фильтрации. В количество общих опера-

ций N_0 входят операции, затрачиваемые на работу с АЦП, пересылки данных между переменными, а также команды проведения переходов между блоками фильтрации. Количество операций, затрачиваемых на ДПФ ($N_{\text{ДПФ}}$), зависит от числа используемых отсчетов. Количество операций, затрачиваемых на проведение КИХ-фильтрации, для контроллера с ядром ЦОС можно выразить через ядро фильтра:

$$N_{\text{КИХ}} = C \cdot M, \quad (14)$$

где C — количество команд (тактов) для вычисления одной точки. Например, для вычисления одной точки контроллеру с ядром ЦОС необходимо выполнить 4 команды. В формуле (14) параметр C зависит от типа применяемого контроллера, так если используется контроллер без ЦОС ядра, то количество команд для вычисления одной точки фильтра возрастет.

Второе уравнение оптимизации выведено на основании требований корректной работы алгоритма ДПФ:

$$f_D = \frac{M \cdot f_G}{Q}, \quad (15)$$

где параметр Q определяет, какую часть полной выборки сигнала N составляет длина M в периодах генерации, которую рекомендуется задавать целым числом. Построив графики выведенных уравнений (12) и (15), можно оценить, сможет ли конкретный контроллер с заданными параметрами работать в режиме реального времени. Так, на рис. 4 приведены графики этих функций. Первое уравнение оптимизации (12) определяет спадающую кривую. Она зависит от тактовой частоты контроллера и ограничивает на графике область по быстродействию контроллера. Второе уравнение оптимизации (15) при заданной частоте генерации f_G и параметре Q определяет зависимость размера ядра фильтра M от частоты дискретизации f_D . По формуле (10), чем больше мы выберем размер ядра и частоту дискретизации, тем уже будет ширина полосы спада Δf_c .

Целью построения данных графиков является выбор рабочей точки, т. е. выбор размера ядра фильтра и частоты дискретизации. Необходимо отметить, что тип контроллера, его тактовая частота, частота генерации и параметр Q уже считаются заданными. Если прямая на рис. 4, определяющая второе уравнение оптимизации, проходит выше спадающей кривой, то в этой области контроллер не будет успевать выполнять заданное число команд. Заштрихованная область определяет место, где можно выбрать рабочую точку. Однако если ее выбрать ниже штриховой и сплошной кривой, то будет происходить неэффективное использование ресурсов — контроллер после проведения всех операций ЦОС будет простаивать до получения следующего отсчета. Для того чтобы этого не случилось, нужно выбрать рабочую точку на штриховой прямой, причем, чем выше, тем лучше, так как в этом случае обеспечивается более узкая ширина полосы спада Δf_c . Однако бесконечное повышение рабочей точки невозможно и ограничено первым уравнением оптимизации (12). Оптимальная точка, в которой будет отсутствовать простаивание контроллера и будет обеспечиваться максимально узкая ширина полосы спада, находится в месте пересечения графиков. На рисунке 4 оптимальный размер ядра фильтра обозначен $M_{\text{опт}}$, а соответствующая ему оптимальная частота дискретизации $f_{D\text{опт}}$. В реальных условиях рекомендуется выбирать оптимальную точку чуть ниже места пересечения для получения гарантированного времени выполнения операций после каждого отсчета. Графики на рис. 4 приведены при задании следующих параметров: частота генерации f_G взята равной 250 Гц, тактовая частота контроллера — равной 60 МГц, результат суммы $N_0 + N_{\text{ДПФ}}$ был взят равным 700 команд, параметр Q равен 9. Количество команд, затрачиваемых на вычисление одной точки C , во время фильтрации было взято равным 4. Подобный ЦФ, рассчитанный по приведенной здесь методике с учетом оптимальных критериев выбора частоты дискретизации и длины ядра фильтра, был применен для всех каналов измерения прибора 5БК, но также может быть применен для любых приборов ЭК.

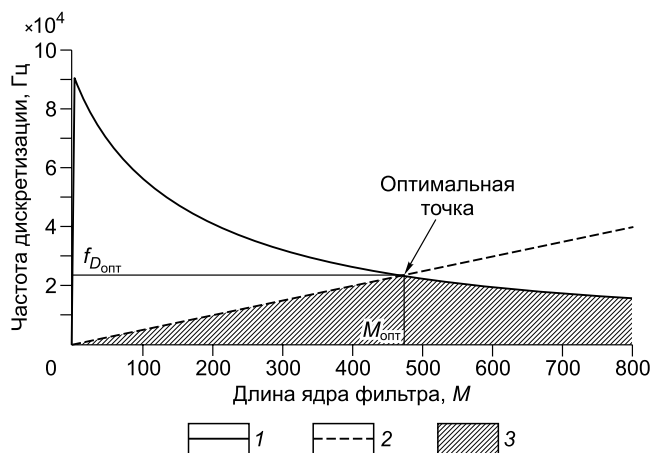


Рис. 4. Выбор оптимальной точки.

1, 2 — кривые первого и второго уравнения оптимизации соответственно, 3 — рабочая область.

СКВАЖИННЫЕ ИСПЫТАНИЯ

Для анализа результатов применения методов увеличения ДД на примере каротажных кривых прибора 5БК введем понятие контрастности. Контрастность — это отношение кажущегося УЭС, т. е. показания зонда к УЭСбр (ρ_k / ρ_c). Ввиду того, что показания зондов БК нелинейно зависят от УЭСп и УЭСбр, при «достаточно» больших значениях УЭСп наблюдается ситуация, когда малое изменение УЭСп вызывает большое (бесконечное) изменение кажущегося УЭС, рассчитываемого по показаниям прибора. В данном случае обратная интерполяция УЭСп по показаниям прибора становится маловозможной, поскольку нельзя оценить, какое именно малое изменение УЭСп изначально вызвало большое изменение показаний прибора. Контрастность в данном случае ограничивает значение УЭСп, которое может быть интерполировано при УЭСбр, которое известно.

Значения максимальной контрастности зависят:

- от отношения УЭСп к УЭСбр;
- от длины зонда: чем длиннее зонд, тем больше величина допустимой контрастности (меньше влияние УЭСбр);
- от соотношения ДС к диаметру прибора, чем ближе диаметр прибора к ДС, тем больше величина допустимой контрастности;
- от положения прибора в скважине (эксцентриситет).

Одним из перечисленных факторов является положение прибора в скважине. Наименьшее ограничение наблюдается при положении прибора на оси скважины. При приближении прибора к стенке скважины для длинных зондов контрастность уменьшается несущественно, а для коротких зондов происходит нелинейное уменьшение в десятки—сотни раз (чем ближе к стенке скважины, тем меньше контрастность). Например, для прибора 5БК расчетным путем оценено, что при УЭСбр 0.02 Ом·м первый короткий зонд прибора, размещенный по оси скважины, способен различать УЭСп вплоть до 400 Ом·м при ДС 216 мм. В тех же условиях при положении на стенке скважины короткий зонд может различать УЭСп только до 42 Ом·м. Длинные зонды (4-й и 5-й) в данных условиях нечувствительны к положению прибора [Клименко и др., 2018].

На рисунке 5 приведен пример ограничения по контрастности для 1-го и 2-го зондов прибора 5БК по данным каротажа в одной из скважин Иркутской области. Каротаж прибора проводился в рамках опытно-производственных работ без установки центраторов, прибор находился на стенке скважины. Скважинные условия: ДС 216 мм, УЭСбр 0.02 Ом·м. Слева, на первой дорожке, показаны первичные, необработанные кривые каротажа, справа — те же кривые после введения поправки за влияние скважины и эксцентриситета прибора. Поправки за скважину и эксцентриситет прибора введены классически (по палеткам), без применения какой-либо инверсии.

В верхнем интервале глубин 1596—1620 м, в низкоомных пластах, все зонды прибора 5БК работают адекватно. В нижнем интервале глубин 1796—1820 м наблюдается срез кривых по контрастности для 1-го и 2-го зондов (кривые 5БК-R1k и 5БК-R2k соответственно), они вырождаются в прямые («палки»). В основном эти ограничения по контрастности сказываются на коротких зондах и преимущественно в интервалах с высоким УЭС.

Для примера на рис. 6 приведены кривая КС прибора БК-3 и кривые КС, поправленные за скважину, от прибора 5БК по исходным данным каротажа в Иркутской области. Слева приведены кривые КС прибора 5БК без использования ЦФ (сырые данные с усреднением), справа с применением ЦФ. Аппаратные методы увеличения ДД и математическая фокусировка были использованы и слева, и справа на рисунке, также на обе дорожки добавлена кривая КС прибора БК-3 для сравнения. Скважинные условия: номинальный ДС 219 мм, УЭСбр 0.06—0.07 Ом·м. Каротаж проводился без использования специальных центраторов и отклонителей. Зенитный угол наклона скважины составлял около 20° в приведенном диапазоне глубин, поэтому прибор во время каротажа находился на стенке скважины. На все кривые введены поправки за влияние скважины и эксцентриситет прибора.

На дорожке слева, в высокоомных (более 1000 Ом·м) пластах, кривые длинных зондов прибора 5БК (4-го 5БК-R4 и 5-го 5БК-R5) лежат выше кривой БК-3, что объясняется более широким ДД работы прибора с ЗУ 5БК — применением математической фокусировки и аппаратных методов увеличения ДД. Из-за высокой контрастности среды кривые 1-го (5БК-R1), 2-го (5БК-R2), 3-го (5БК-R3) зондов разложились в соответствии со своим пределом измерения по контрастности и работают в этих пластах на уровне собственных шумов. Необходимо отметить, что кривые 4-го и 5-го зондов также вошли в насыщение по контрастности, которое составляет около 10 000 Ом·м для этих скважинных условий. Это заметно по поведению кривой 4-го зонда, которая пишет выше 5-го в высокоомных пластах, т. е. измерительные напряжения у 4-го зонда менее зашумлены по сравнению с 5-м. Если считать, что кривые длинных зондов прибора 5БК напротив непроницаемых пластов после введения поправки за скважину показывают приблизительно УЭСп, которое составляет около 10 000 Ом·м, то отношение УЭСп к

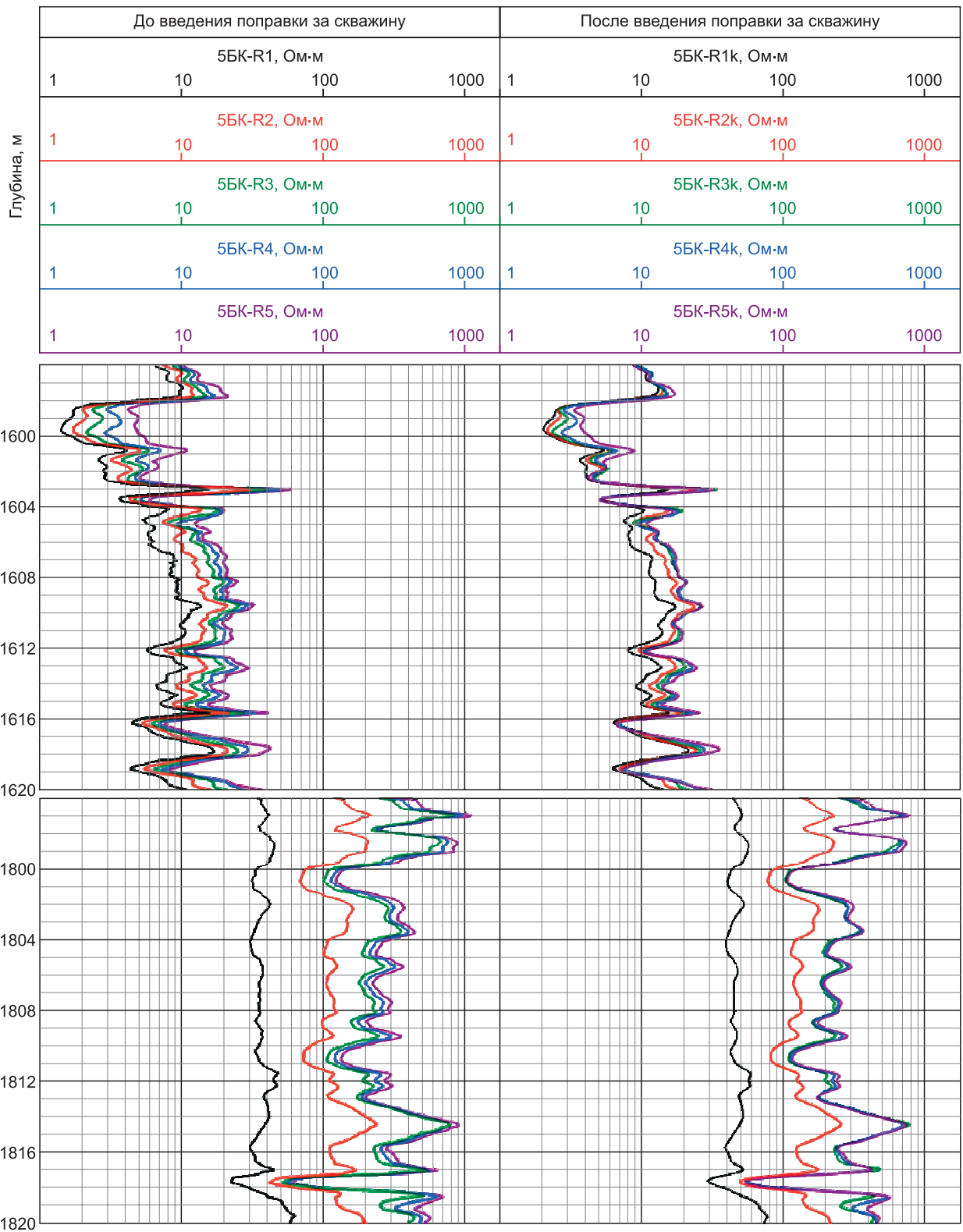


Рис. 5. Ограничения по контрастности коротких зондов.

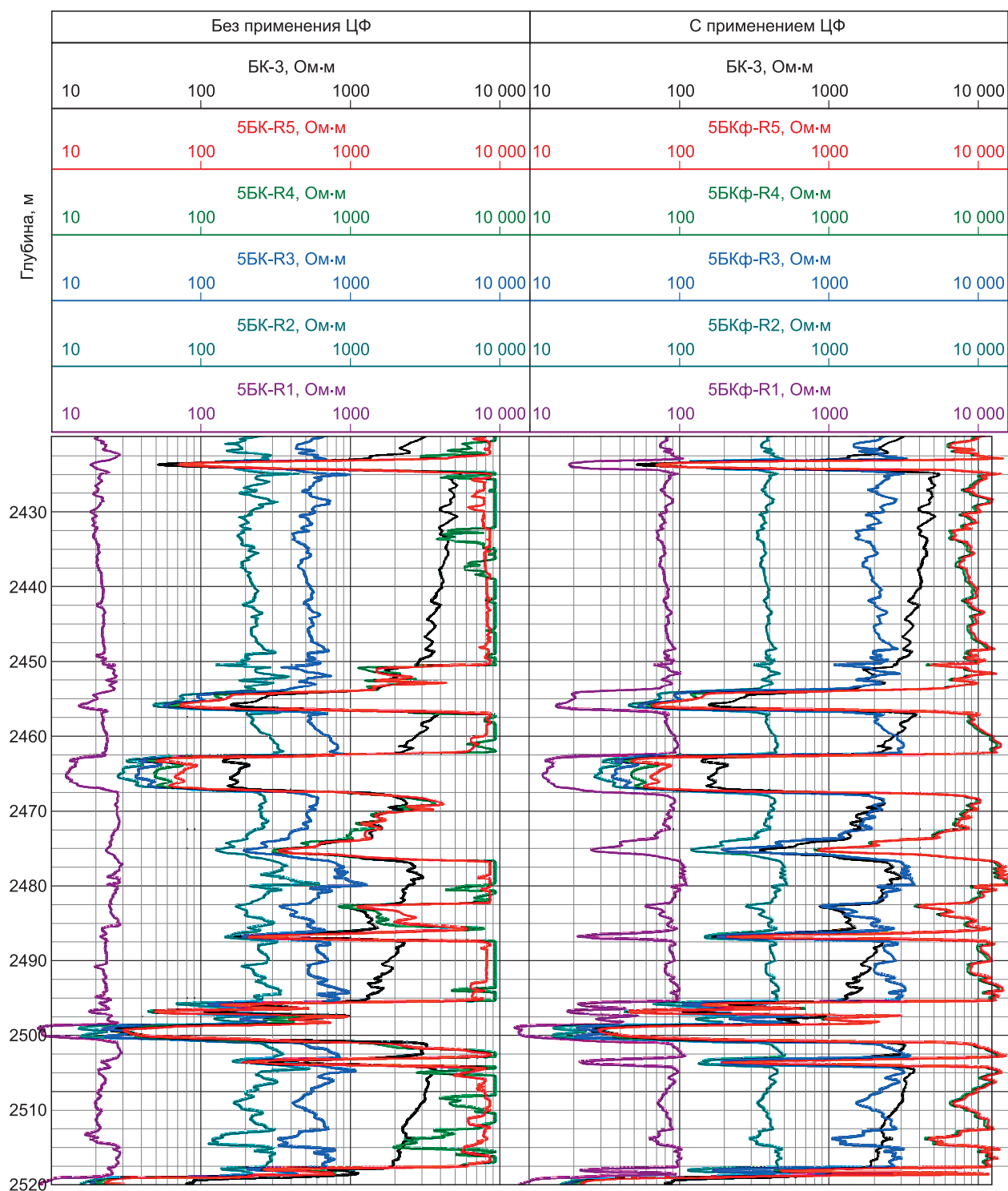


Рис. 6. Кривые КС зонда БК-3 и зондов 5БК, Иркутская область.

УЭСбр будет составлять 140 000—160 000 единиц. В интервалах глубин (м): 2416.5—2423.4; 2424.5—2450.5; 2456.5—2462.5; 2476.5—2482.5; 2487.0—2495.5; 2505.0—2517.5 напротив плотных, геологически однородных пластов кривая БК-3 входит в насыщение по контрастности на уровне 3000—4000 Ом·м, что обеспечивает отношение УЭСп к УЭСбр на уровне 50 000—60 000 единиц. Удовлетворительная работа для прибора БК-3 сохраняется при отношении 40 000 или менее и зависит от конкретной реализации прибора. После применения ЦФ (дорожка справа) кривые 4-го (5БКф-R4) и 5-го (5БКф-R5)

зонда прибора 5БК в плотных высокоомных пластах начинают отрисовывать УЭС породы по сравнению с устремлением к линии («палке») на дорожке слева. Кривые 1-го (5БКф-R1), 2-го (5БКф-R2), 3-го (5БКф-R3) зондов приподнялись, т. е. ЦФ увеличила их предел измерения по контрастности, уровень шумов для измерительных напряжений и токов стал ниже, однако КС все равно не дотягивают до значения УЭСп длинных зондов. Кривая КС наименее глубинного зонда (5БКф-R1) после введения ЦФ стала дифференцировать разрез, без применения ЦФ эта кривая (5БКф-R1) вырождалась в прямую. В низкоомных участках скважины применение ЦФ практически не изменяет поведение кривых, так как уровень сигнала в этих пластах высокий (отношение сигнал/шум низкое).

На рисунке 7 приведены кривые каротажа прибора 5БК (ЦФ применена) на одном из месторождений в Оренбургской области. Скважинные условия: номинальный ДС 219 мм, УЭСбр 0.18 Ом·м, зенитный угол скважины составлял около 25° в интервале исследований. Каротаж проводился без использования специальных центраторов и отклонителей, прибор 5БК находился на стенке скважины. Все

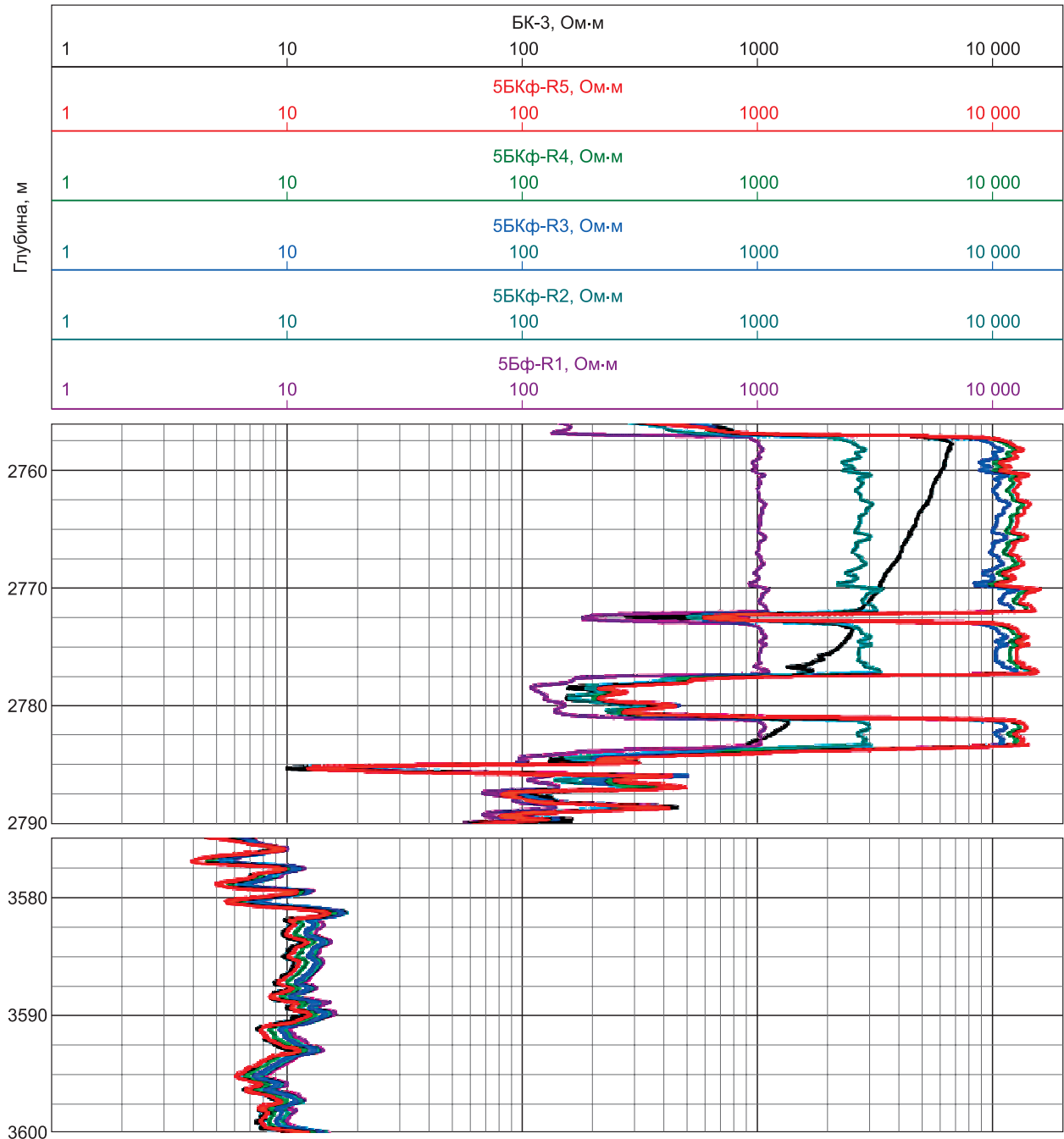


Рис. 7. Результаты каротажа, Оренбургская область.

кривые поправлены за влияние скважины и эксцентриситет прибора. Напротив высокоомных, плотных, геологически однородных пластов в интервалах глубин 2757—2772; 2773—2777.5; 2781—2783.5 м кривые 5БКф-R3, 5БКф-R4, 5БКф-R5 прибора с ЗУ 5БК пишут значительно выше, чем кривая прибора БК-3 (приблизительно 12 000 Ом·м напротив 6600 Ом·м в самой верхней точке интервала 2757—2772 м). Кривые 5БКф-R1, 5БКф-R2 в этих пластах вошли в насыщение по контрастности для данных скважинных условий. В коллекторах, в интервалах глубин 3580.5—3600 м, в условиях низких УЭСп и при повышающем проникновении БР, кривые БК-3 и 5БКф-R5 совпадают в пределах погрешности измерения, следовательно, оба прибора в момент каротажа работали исправно.

Необходимо отметить, что кривая БК-3 в плотных высокоомных пластах имеет характерный наклон (на рисунках 6 и 7), что соотносится с результатами моделирования, приведенными в [Книжнерман и др., 2013], и объясняется не симметрией ЗУ, а расположением удаленного и обратнотокowego электрода. В интервале глубин 2463—2467 м (см. рис. 6) за счет эффекта экранирования происходит изменение потенциала удаленного электрода и, как следствие, наблюдается неестественное завышение КС на кривой БК-3 ниже высокоомного пласта. Кривые 5БК в гораздо меньшей степени подвержены «скошенности» и искажению уровня, так как удаленные приемные электроды у прибора расположены симметрично сверху и снизу, обеспечивая тем самым выравнивание потенциала.

ВЫВОДЫ

В практике зарубежных компаний одним из подходов борьбы с высокой контрастностью (сильным влиянием скважины) является адаптивное введение поправки за влияние скважины, предложенное в [Zhou et al., 2008; Maurer et al., 2009]. При этом подходе отклик прибора в скважине с «реальным» УЭСбр заменяется на отклик прибора с «виртуальным» УЭСбр, равным УЭСзп в проницаемых или УЭСп в непроницаемых пластах (которые получают из показаний глубинных зондов). Это позволяет скорректировать показания коротких зондов, включая определение эксцентриситета прибора, который считается неизвестным. Алгоритм основан на поточечной одномерной инверсии без учета влияния вмещающих пород, которая выполняется во время каротажа в рабочей станции на поверхности по заранее рассчитанным табличным зависимостям. Применение адаптивного введения поправки за влияние скважины позволяет свести кривые в одну линию в области плотных пластов. Подобные алгоритмы инверсии используются не только для приборов БК [Хусид и др., 2017; Михайлов и др., 2017; Логинов, Петров, 2019]. Однако применение этих подходов не исключает требования к получению незашумленных данных от самого прибора, методы получения которых приведены в этой статье, причем для любого каротажа, где используется генерирование тока определенной частоты и последующее выделение сигнала этой же частоты. Внутренние алгоритмы работы западных приборов и применяемые техники подавления шумов (техники ЦОС в самом приборе) являются для российских производителей аппаратуры «terra incognita», так как отсутствуют в открытом доступе и являются коммерческой тайной для соответствующих компаний.

Резюмируя отметим, что для увеличения динамического диапазона работы приборов бокового каротажа должны выполняться условия:

- применение математической фокусировки;
- применение цифровой фильтрации;
- выполнение ограничений со стороны разрядности АЦП;
- выполнение требований на аппаратном уровне.

Данные условия должны выполняться комплексно, невыполнение одного из условий ведет к nivelированию других и невозможности увеличения динамического диапазона работы прибора в целом.

Дальнейшее увеличение динамического диапазона возможно при применении техник адаптивного введения поправки за влияние скважины (проведение одномерной поточечной инверсии во время каротажа) по аналогии с передовыми западными практиками.

ЛИТЕРАТУРА

- Айфичер Э., Джервис Б.** Цифровая обработка сигналов: практический подход (пер. с англ.). М., Вильямс, 2004, 992 с.
- Гусев В.Г., Гусев Ю.М.** Электроника и микропроцессорная техника. М., КноРус, 2013, 800 с.
- Дахнов В.Н.** Электрические и магнитные методы исследования скважин. М., Недра, 1981, 344 с.
- Ильинский В.М.** Боковой каротаж. М., Недра, 1971, 144 с.
- Каюров К.Н., Еремин В.Н., Петров А.Н., Сухорукова К.В., Никитенко М.Н., Аржанцев В.С.** Аппаратурный комплекс СКЛ для каротажа в нефтегазовых скважинах и его интерпретационная база // Нефтяное хозяйство, 2015, № 9, с. 38—43.
- Каяцкас А.А.** Основы радиоэлектроники. М., Высшая школа, 1988, 464 с.

Клаассен К.Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике (пер. с англ.). М., 2000, 352 с.

Клименко В.А., Коровин В.М., Салахов Т.Р. Методика оценки удельного электрического сопротивления бурового раствора по данным многозондового бокового каротажа // Нефтегазовое дело, 2018, т. 16 (5), с. 6—13.

Клименко В.А., Салахов Т.Р., Шакуров Д.Р., Попов А.А. Российский прибор многозондового бокового каротажа для выделения коллекторов и оценки их нефтенасыщенности // Нефтяное хозяйство, 2019, № 11, с. 88—93.

Логинов Г.Н., Петров А.М. Автоматическое выделение геоэлектрических границ по данным бокового каротажного зондирования с помощью глубокой сверточной нейронной сети // Геология и геофизика, 2019, т. 60 (11), с. 1650—1657.

Михайлов И.В., Глинских В.Н., Никитенко М.Н., Суродина И.В. Совместная численная инверсия данных индукционных и гальванических каротажных зондирований в моделях геологических сред с осевой симметрией // Геология и геофизика, 2017, т. 58 (6), с. 935—947.

Сальникова О.Л., Серкина А.В., Савич А.Д., Чухлов А.С. Опыт применения метода многозондового бокового каротажа // Каротажник, 2019, № 5 (299), с. 55—61.

Хусид М.Д., Кашик А.С., Книжнерман Л.А. Оптимизация электрокаротажа и электротеплового воздействия в обсаженных скважинах путем изменения конструкции колонны // Геофизика, 2014, № 4, с. 69—73.

Хусид М.Ф., Книжнерман Л.А., Дьяконова Т.Ф. Применение метода последовательных боковых поправок к решению осесимметричной обратной задачи электрического и индукционного каротажа для геологических сред с диагонально-анизотропными пластами // Геофизика, 2017, спецвыпуск, с. 118—125.

Itskovich G.B., Mezzatesta A.G., Strack K.-M., Tabarovsky L.A. High-definition lateral log-resistivity device: basic physics and resolution // SPWLA 39th Annual Logging Symposium: Conference paper (Keystone, Colorado, USA, 26—28 May 1998). USA, 1998, 12 p. <https://www.onepetro.org/conference-paper/SPWLA-1998-V>.

Legendre E., Dubourg I., Doduy J., Smits J.W., Faivre O., Griffiths R. Better saturation from new array laterolog // SPWLA 40th Annual Logging Symposium: Conference paper (Oslo, Norway, 30 May — 3 June 1999). Norway, 1999, 14 p. <https://www.onepetro.org/conference-paper/SPWLA-1999-DDD>.

Maurer H., Antonov Y., Corley B.H., Khokhar R., Rabinovich M., Zhou Z. Advanced processing for a new array laterolog tool // SPWLA 50th Annual Logging Symposium: Conference paper (Woodlands, Texas, USA, 21—24 May 2009). USA, 2009, 14 p. <https://www.onepetro.org/conference-paper/SPWLA-2009-56708>.

Smith S.W. The scientist and engineer's guide to digital signal processing. San Diego, California, USA, California Technical Publishing, 1999, 688 p.

Smits J.W., Dubourg I., Liling M.G., Minerbo G.N., Koelman J.M.V.A., Hoffman L.J.B., Lomas A.T., Oosten R.K.v.d., Schiet M.J., Dennis R.N. Improved resistivity interpretation utilizing a new array laterolog tool and associated inversion processing // SPE Annual Technical Conference and Exhibition: Conference paper (New Orleans, Louisiana, USA, 27—30 September 1998). USA, 1998, 14 p. <https://doi.org/10.2118/49328-MS>.

Zhou Z., Corley B.H., Khokhar R., Maurer H.-M., Rabinovich M. Adaptive borehole corrections accounting for eccentricity for array laterologs // SPE Annual Technical Conference and Exhibition: Conference paper (Denver, Colorado, USA, 21—24 September 2008). USA, 2008, 18 p. <https://doi.org/10.2118/114704-MS>.

Рекомендована к печати 27 ноября 2019 г.

И.Н. Ельцовым

Поступила в редакцию 17 октября 2018 г.,

после доработки — 2 мая 2019 г.