

Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х. Ягубов Э.З.

**Основы теории измерений динамических
приращений параметров**

Монография

2019

Оглавление

Предисловие.....	4
1. Общие положения	6
1.1. Основные понятия.....	10
1.2. Динамические свойства вариационных структур.....	14
1.3. Условие максимальной чувствительности вариационной структуры.....	18
1.4. Погрешности вариационных структур	21
1.5. Особенности частотных свойств вариационной структуры.....	23
2. Двухвходовые структуры измерения динамических приращений параметров	29
2.1. Построение двухвходовой структуры измерения динамических приращений параметров.....	30
2.2. Метрологические свойства двухвходовых структур деления.....	34
2.3. Динамические ошибки измерения в двухвходовых структурах деления .	41
2.4. Частотные свойства двухвходовых структур деления	49
2.5. Квазирезонанс в двухвходовых структурах деления	55
3. Реализация двухвходовых структур деления.....	65
3.1 Синтез двухвходовой структуры при косвенных измерениях крутящего момента	65
3.2. Способ выделения и измерения динамических составляющих крутящего момента	75
3.3. Согласование инерционных свойств двухвходовой структуры измерения градиента крутящего момента с системой управления бурением	80
4. Разработка компьютерных средств измерения параметров бурения	89
4.1. Предпосылки разработки компьютерных средств для измерения динамических приращений параметров бурения	89
4.2 Математическое моделирование вариационной структуры измерения крутящего момента	98
4.3 Реализация двухвходовой системы контроля крутящего момента как компьютерного средства измерения	103

4.4. Производственные испытания двухвходовой системы контроля параметров бурения	119
5. Применение двухвходовых структур для целей управления и контроля .	131
5.1. Предпосылки построения систем управления на базе двухвходовых структур.....	131
5.2. Оптимизация локальных систем управления бурением по градиенту крутящего момента	134
5.3. Локальная система управления бурением по градиенту крутящего момента	144
5.4 Релаксационные колебания в системе «бурильная колонна – привод» ..	153
5.5. Синтез противофазной системы управления бурением (способ Ягубова – Перминова)	161
Заключение	170
Список литературы	Ошибка! Закладка не определена.
Приложения	185

Предисловие

Бурное развитие автоматизации технологических процессов, внедрение робототехники, разработка систем управления и регулирования на новых принципах построения с использованием новых видов управляющих воздействий приводят к совершенствованию методов и средств измерения, появлению новых способов измерения, новых видов параметров измерения физических величин, которые могли бы быть использованы как управляющие воздействия в системах управления.

Так например для стабилизации динамических процессов при работе буровой колонны в скважине использование отклонений физической величины заданного параметра недостаточно, а требуется определение и введение в программу управления технологического процесса бурения скоростных, динамических процессов их изменения. Однако подобное направление в теории измерений отсутствует, соответственно отсутствует и метрологическое обеспечение этого направления измерений.

В этой связи возникает насущная необходимость в разработке методов и средств измерения динамических приращений параметров, метрологическом обеспечении этих методов измерения, анализе динамических и частотных свойств структур измерения динамических параметров, синтезе средств измерения, оценке специфических особенностей подобных методов и средств измерения.

В результате анализа многолетних работ, посвященных анализу и синтезу средств измерения динамических приращений параметров авторам удалось скомпоновать основные вопросы построения и анализа измерительных структур динамических приращений параметров, разработать ряд образцов на базе предлагаемой теории и дать метрологическое обоснование разработанным измерительным структурам.

Предлагаемая вниманию работа посвящена методам выделения динамических приращений из сложного сигнала, анализу и синтезу

измерительных структур динамических приращений параметров, метрологическим, динамическим и частотным характеристикам этих структур, специфическим свойствам измерительных структур, анализу динамических погрешностей и синтезу компьютерных средств измерения динамических приращений параметров.

1. Общие положения

Возрастающие требования к росту производительности труда, качеству продукта, снижению себестоимости приводят к совершенствованию технологических процессов, использованию новых технологий и соответственно, новых систем и методов управления технологическим процессом. Многократно возрастают требования к точности управления процессом, при этом существенно повышается быстродействие систем управления. Для реализации этих задач возникает необходимость в разработке новых структур систем управления, где для повышения быстродействия управления использовались бы новые принципы управления, базирующиеся на динамических изменениях параметров управления.

Однако, в настоящее время ни теории измерения динамических приращений параметров, ни методов и средств их измерения не существует. Авторы попытались устранить этот пробел предложив вниманию итоги многолетних исследований в этом направлении. Работы проводились в области управления технологических процессов бурения скважин на нефть и газ, где технологический процесс является наиболее сложным вследствие непредсказуемости динамики работы бурильной колонны в скважине при воздействии на нее большого числа случайных диссипативных сил.

Вращение колонны в скважине, как правило, сопровождается крутильными, продольными и собственными автоколебаниями вследствие её неустойчивого динамического равновесия в процессе работы [86-95], а также жёсткими биениями колонны о стенки скважины при нарушении устойчивости формы при определённых значениях осевой нагрузки [92]. Всё это приводит к дополнительным потерям мощности и значительному снижению крутящего момента на нагруженном породоразрушающем инструменте, что в свою очередь, уменьшает механическую скорость разрушения забоя [91]. Задание стратегии бурения и управление технологическим процессом вращения колонны на основе программ с

коррекцией по виртуальной модели недостаточно эффективно. Так в процессе углубления скважины не представляется возможным предсказать и зафиксировать параметры, характеризующие непрерывно изменяющиеся условия работы бурильной колонны, связанные с геологической структурой разреза, составом и свойствами промывочной жидкости, изношенностью породоразрушающего инструмента, влиянием диссипативных сил и воздействием множества других случайных факторов [94-99].

Действительно, для объективной оценки влияния случайных факторов на процесс работы бурильной колонны, получение информации для коррекции заданной программы бурения должно сниматься по всей длине колонны [90], что реализовать технически нереально. Кроме того, программа управления реализует функцию прямого воздействия на объект без учёта быстродействующих случайных факторов, а прямое управление неустойчивым объектом, согласно основным постулатам теории автоматического управления, невозможно. Всё выше сказанное определяет вращающуюся бурильную колонну в процессе работы, как неустойчивый объект управления, динамическое поведение которого непредсказуемо в связи с целым рядом случайных действующих факторов, что осложняет реализацию выбора параметров оптимального управления [70-71].

Отсюда следует, что стратегия, определяющая режим работы бурильной колонны локальной скважины, может быть задана с помощью программы для куста разбуриваемых скважин, а коррекция такой стратегии должна осуществляться на основании текущих данных о динамическом поведении бурильной колонны при разрушении горных пород.

В настоящее время измерение и контроль параметров динамического поведения бурильной колонны при её работе осуществляется с использованием большого арсенала методов и средств, что свидетельствует об отсутствии рационального и эффективного способа контроля, как по выбору параметра управления, так и по способу измерения.

На наш взгляд наиболее информативным параметром, отражающим процесс работы и динамические свойства вращающейся бурильной колонны, является параметр крутящего момента на валу двигателя привода силовой установки [94-99], результат измерения которого определяется соотношением:

$$M = M_0 + \Delta M,$$

где M – текущее значение крутящего момента;

M_0 – значение крутящего момента, заданного программой управления;

ΔM – динамическое приращение крутящего момента, определяемое воздействием случайных факторов.

Измерение текущего значения крутящего момента существующими средствами контроля не позволяет выделить динамическую составляющую крутящего момента $\pm \Delta M$, которая теряется на общем фоне результата измерения, в то время как она является наиболее информативной частью измерения, практически определяющей динамику поведения работающей колонны [92].

Авторы предлагают оригинальный и эффективный способ выделения динамической составляющей приращения крутящего момента с целью его дальнейшего использования для управления процессом работы бурильной колонны [112]. Действительно, стратегия бурения может быть задана программой с учётом геологических особенностей разреза, а коррекцию технологического процесса необходимо проводить по отслеживанию динамики работающей колонны с использованием приращения крутящего момента. Для выделения динамического приращения, как некоторой функции во времени $f(t)$, возможно использование различных способов, например, применение дифференцирующих цепей. В этом случае выходной сигнал определится как $x = f(t)$. Однако, при пассивном дифференцировании полученная на выходе дельта функция $x = \delta(t)$, характеризуется длительностью импульса близкой к нулю ($\tau_u \rightarrow 0$), это препятствует

дальнейшему использованию сигнала для целей управления. Использование синтезированной нами структуры для проведения операции дифференцирования устраняет этот недостаток [119-121].

Синтезированная структура (вариационная структура) дифференцирования входного сигнала представляет собой встречно-параллельное включение двух апериодических звеньев с различной инерционностью, что позволяет получить передаточную функцию канала измерения с ярко выраженным свойством реального дифференцирующего звена [3].

Свойства вариационной структуры могут быть положены в основу способа выделения значения динамического приращения крутящего момента.

Получение возможности измерения непосредственно динамического приращения крутящего момента крайне важно, так как это свойство может быть широко использовано в построении регуляторов режима вращения буровой колонны [4-6]. Кроме того, в каналах измерения мощности и угловой скорости реализуется отсечка постоянных составляющих этих значений за счёт дифференцирующих свойств вариационных структур.

Динамические свойства и чувствительность измерителя определяются параметрами настройки T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , k_N и k_ω . (рисунок 1.3).

В измерителях крутящего момента с выделением динамической составляющей результата измерения [4], осуществляющих дифференцирование измеряемой величины, удаётся полностью отсеять, как постоянную составляющую, так и систематическую погрешность измерения крутящего момента. Инерционность обоих фильтров канала измерения попарно приближают друг к другу, а результат измерения получают путем деления сигнала приращения мощности на сигнал приращения скорости вращения вала двигателя привода. Это позволяет устранить статические составляющие в канале измерения мощности и в канале измерения скорости вращения и свести к нулю систематическую составляющую погрешности

измерения за счет дифференцирования. Кроме того, за счет деления измеряемых величин компенсируется синфазная помеха.

1.1. Основные понятия

Результат измерения физической величины, как правило, определяется среднестатистическим значением этой величины \bar{x} и отклонениями от этого среднестатистического значения $\pm\delta x$. Для конкретного средства измерения отклонения $\pm\delta x$ обычно не превышают значения приведенной погрешности (класса точности) данного средства измерения и определяются вариацией показаний, систематическими и случайными составляющими погрешностей. При измерении какого либо постоянного физического параметра объекта измерения процесс измерения существенно усложняется и результат измерения определяется не только среднестатистическим значением этого физического параметра \bar{x} , но и отклонениями, связанными с методом измерения, влиянием внешних факторов, стабильностью величины измеряемого параметра и целым рядом других случайных факторов. Графически процесс измерения постоянного физического параметра объекта может быть представлена в виде графика Рис. 1.1.

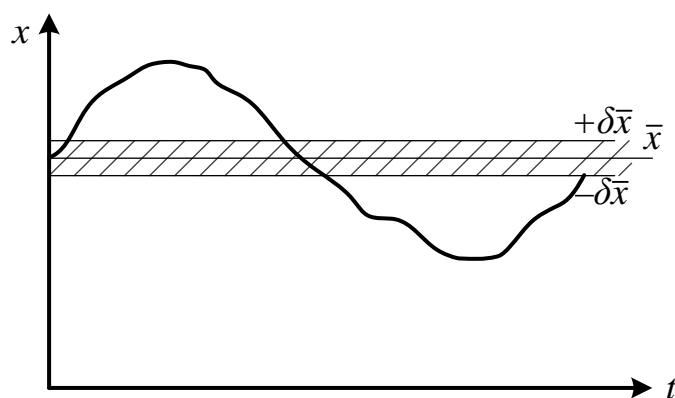


Рис. 1.1– График результата измерения постоянного параметра объекта

Согласно графика результата измерения (Рис. 1.1) конечный результат измерения физического параметра объекта без учета погрешности, обусловленной классом точности прибора, запишется в виде $x(t) = \bar{x} \pm \Delta x(t)$, т.е. определяется не только среднестатистическим значением этого

физического параметра, но и его временной зависимостью изменения от среднестатистического значения.

В большинстве случаев, особенно в системах управления, регулирования и стабилизации каких либо физических параметров, среднестатистическое значение измеряемой величины не столь важно, как важна временная зависимость отклонения параметра от этого значения $\Delta x(t)$. Чтобы реализовать анализ функции отклонения $\Delta x(t)$ в первую очередь требуется ее выделение из общей функции измерения вида $x(t) = \bar{x} \pm \Delta x(t)$. При этом, метод выделения должен быть оптимальным как с точки зрения разрешающей способности метода и средства выделения, так и с точки зрения минимальных динамических и частотных искажений. Очевидно разрешающая способность окажется максимальной, когда шкала средства измерения будет соответствовать максимальному размаху отклонения $\Delta x(t)_{\max}$. Это возможно в случае полной компенсации постоянной составляющей сигнала \bar{x} . Для выделения сигнала отклонения температуры от среднестатистического значения в 50х годах была предложена Костиным В.К. [2] схема встречно-параллельного включения термопар с различной инерционностью (рисунок 1. 2).

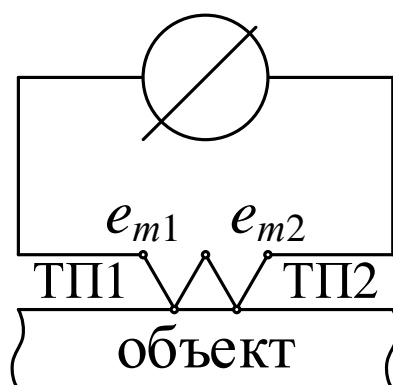


Рис.1. 2 – Встречное включение термопар

Переменная составляющая термо э.д.с. в этом случае, определяется как разность э.д.с. быстродействующей и инерционной термопар. Причем,

значение э.д.с инерционной термопары принимается за среднестатистическое значение температуры объекта измерения, т.е.

$$\Delta e(t) = \overline{e_{T_1}} \pm \Delta e_{T_2}(t) \quad (1.1)$$

где $\Delta e(t)$ - отклонения термо э.д.с;

$\overline{e_{T_1}}$ - значение термо э.д.с инерционной термопары;

$\pm \Delta e_{T_2}(t)$ - значение термо э.д.с быстродействующей термопары.

Термопары по своим динамическим свойствам относят к инерционным звеньям первого порядка, следовательно, их динамика определяется дифференциальными уравнениями первого порядка [3]:

$$T_1 \frac{de_1(t)}{dt} + e_1(t) = k_1 t^0; \quad T_2 \frac{de_2(t)}{dt} + e_2(t) = k_2 t^0, \quad (1.2)$$

где T_1 и T_2 - постоянные времени первой и второй термопар;

e_1 и e_2 - значения термо э.д.с термопар;

k_1 и k_2 - коэффициенты передачи термопар;

t^0 - значение измеряемой температуры.

Используя прямое преобразование Лапласа уравнения (1.2), в оригинале можно представить в виде уравнений динамики в операторной форме:

$$(T_1 p + 1)E_1(p) = k_1 t^0(p); \quad (T_2 p + 1)E_2(p) = k_2 t^0(p), \quad (1.3)$$

где $E_1(p)$ и $E_2(p)$ - термо э.д.с термопар в функции изображений;

p - оператор Лапласа.

Передающие функции термопар запишутся в вид:

$$W_1(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1}; \quad W_2(p) = \frac{k_2}{T_2 p + 1}, \quad (1.4)$$

где $W_1(p)$ и $W_2(p)$ - передаточные функции первой и второй термопар.

Общая передаточная функция системы из двух термопар:

$$W(p) = W_1(p) - W_2(p) = \frac{k(T_2 - T_1)p}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1} = \frac{k \Delta T p}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}, \quad (1.5)$$

где $k = k_1 = k_2$;

$\Delta T = T_2 - T_1$ - время форсирования.

Согласно полученному выражению (1.5) система, представляющая собой встречно-параллельное включение двух термопар в динамическом отношении является реальным дифференцирующим звеном, а значения отклонений термо ЭДС относительно среднестатистических значений $\overline{e_{T_1}}$ будут иметь скоростной характер, т.е. размерность отклонений $|\Delta e(t)| = \frac{de(t)}{dt} = \left| \frac{B}{\text{сек}} \right|$.

Назовем подобный вид отклонений измеряемой величины от среднестатистического значения вариациями или динамическими приращениями, а структуру способствующую выделять отклонения подобного вида-вариационной структурой. Таким образом, вариационная структура есть динамический измерительный преобразователь обладающий свойствами эффективного выделения динамических приращений измеряемого параметра.

Используя выражение (1.4-1.5) вариационную структуру можно представить в общем виде, заменив термопары апериодическими звеньями первого ряда (рисунок 1. 3).

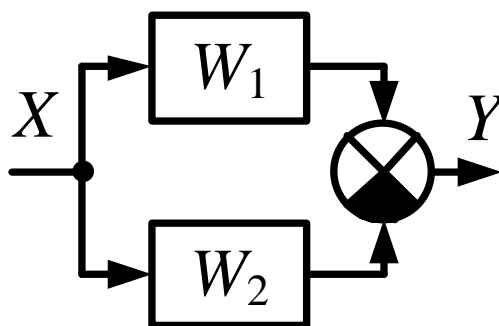


Рис. 1.3 – Вариационная структура в общем виде

Постоянные времени апериодических звеньев T_1 и T_2 не должны быть равны друг другу, т.е. $T_1 \neq T_2$ иначе передаточная функция структуры обращается в ноль (при $T_1=T_2$; $\Delta T = T_1 - T_2 = 0$). Это является условием работоспособности структуры.

Из выражения (1.5) следует, что чем больше $T_2 > T_1$ тем выше чувствительность вариационной структуры, поэтому весьма оптимально уменьшение постоянной времени T_1 по отношению к T_2 , кроме того при $T_2 < T_1$ передаточная функция $W(p) < 0$, что приводит к существенному затуханию выходного сигнала $Y(p)$.

1.2. Динамические свойства вариационных структур

Вариационная структура измерения на базе двух апериодических звеньев, включенных встречно-параллельно [6], является одной из рациональных измерительных структур, позволяющих эффективное выделение динамических приращений параметра измерения.

Структура характеризуется простотой реализации [7], широким спектром изменения параметров настройки для согласования с системой управления [8], высокими точностными метрологическими характеристиками [9], возможностью настройки параметров переходного процесса. Однако, вследствие наличия в знаменателе передаточной функции [10] уравнения второго порядка может возникнуть вопрос о непредсказуемости переходного процесса при подаче на вход вариационной структуры воздействия типа функции Хевисайда $x(t) = k \cdot 1(t)$.

Согласно [5] передаточная функция вариационной структуры определяется выражением (1.5).

Уравнение динамики вариационной структуры (рисунок 1.3) по передаточной функции (1.5) запишется в виде:

$$[T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1] \cdot y = K_N \cdot p \cdot (T_2 - T_1) \cdot x p. \quad (1.6)$$

Используя обратное преобразование Лапласа выражение (1.6) можно записать в функции оригинала:

$$T_1 \cdot T_2 \cdot \frac{d^2 y}{dt^2} + (T_1 + T_2) \cdot \frac{dy}{dt} + y = K_N \cdot (T_2 - T_1) \cdot \frac{dx}{dt}. \quad (1.7)$$

Характеристическое уравнение свободного движения без учета воздействия для уравнения (1.7):

$$T_1 \cdot T_2 \cdot \lambda^2 + (T_1 + T_2) \cdot \lambda + 1 = 0. \quad (1.8)$$

Введем обозначения:

$$T_1 \cdot T_2 = \tau^2; (T_1 + T_2) = 2 \cdot \varepsilon \cdot \tau,$$

тогда

$$\tau^2 \cdot \lambda^2 + 2 \cdot \varepsilon \cdot \tau \cdot \lambda + 1 = 0. \quad (1.9)$$

Корни характеристического уравнения (1.9) можно определить из решения квадратичного уравнения:

$$\lambda_{1,2} = \frac{-\varepsilon \pm \sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau}. \quad (1.10)$$

Из анализа решения (1.10) следует, что корни характеристического уравнения, определяющие динамические свойства вариационной структуры, в зависимости от ε могут иметь следующие значения:

а) $\varepsilon > 1$, корни характеристического уравнения вещественные разные;

$$\lambda_1 = \frac{-\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau}, \lambda_2 = \frac{-2 \cdot (T_1 + T_2)}{T_1 \cdot T_2}.$$

б) $\varepsilon = 1$, корни характеристического уравнения вещественные равные;

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \frac{-2 \cdot (T_1 + T_2)}{T_1 \cdot T_2}.$$

в) $\varepsilon < 1$, корни характеристического уравнения комплексные сопряжённые;

$$\lambda_{1,2} = \frac{-\varepsilon \pm \sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau}.$$

d) $\varepsilon = 0$, корни характеристического уравнения чисто мнимые.

Третий случай (с) характеризует наличие комплексных сопряженных корней, что определяет переходный процесс в вариационной структуре как колебательный. Колебательный переходный процесс в структуре измерения крайне нежелателен, так как вариационная структура служит не только для целей измерения и выделения динамического приращения крутящего момента, но и для целей управления технологическим процессом [6].

В этой связи возникает необходимость детального анализа третьего случая. Корни характеристического уравнения для колебательного переходного процесса определяются соотношениями:

$$\lambda_{1,2} = \frac{-\varepsilon \pm \sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau} = q \pm jb, \quad (1.11)$$

где $q = -\frac{\varepsilon}{\tau} = -\frac{T_1 + T_2}{2 \cdot T_1 \cdot T_2}$ – вещественная составляющая комплексных

сопряжённых корней характеристического уравнения;

$$b = \pm \frac{\sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau} = \frac{\sqrt{(T_1 + T_2)^2 / (2 \cdot T_1 \cdot T_2) - 1}}{\sqrt{T_1 \cdot T_2}}, \text{ мнимая часть комплексных}$$

корней при $\frac{T_1 + T_2^2}{2 \cdot T_1 \cdot T_2} < 1$.

Для исключения колебательного переходного процесса необходимо соблюдение неравенства:

$$\varepsilon^2 > 1, \text{ или } \frac{(T_1 + T_2)^2}{2 \cdot T_1 \cdot T_2} > 1, \quad (1.12)$$

Обозначив отношения постоянных времени $T_1/T_2 = m$, согласно [3] неравенства (1.12) можно свести к виду:

$$m + \frac{1}{m} > 2, \quad (1.13)$$

где $m + \frac{1}{m} = \varepsilon$.

На рисунке 1.4 построена зависимость значения ε при изменении m от 0 до $+\infty$. Отрицательные значения коэффициент отношения m принимать не может, так как постоянные времени по физической природе всегда положительны.

Из рисунка 1.4 можно сделать вывод, что при любых значениях отношения m дискриминант подкоренного выражения $D = \sqrt{\varepsilon^2 - 1}$ всегда положителен.

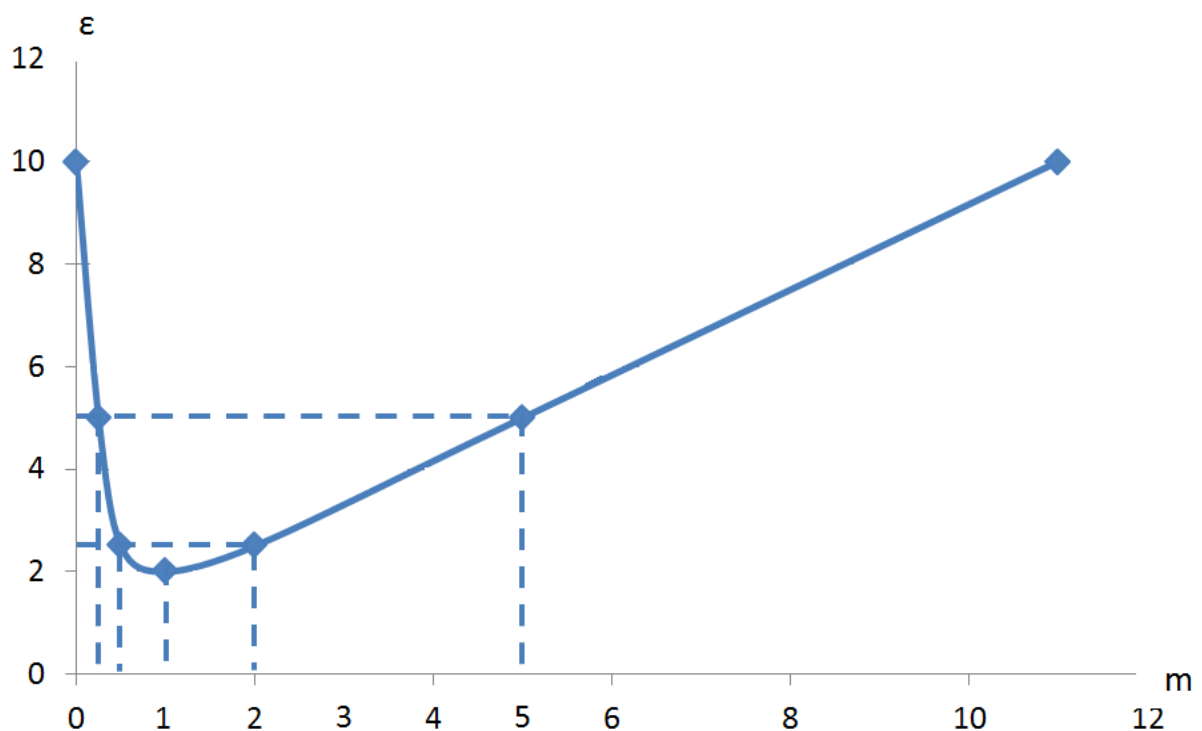


Рисунок 1.4 – Зависимость $\varepsilon = f(m)$

Таким образом, переходный процесс в вариационной структуре определяется строго аperiodическим законом с исключением колебательного процесса. Коэффициент $\varepsilon = (T_1 + T_2)/(T_1 \cdot T_2)$ определяет затухание переходного процесса. При коэффициенте отношения $m = 1$, когда $T_1 = T_2$ длительность переходного процесса минимальна, дискриминант $D = 0$, корни характеристического уравнения вещественные равные, то

реализовать этот случай нельзя, так как передаточная функция (1.5) обращается в ноль.

Проведённый анализ подтверждается экспериментальными кривыми переходного процесса, приведёнными в приложении 1 на рисунке 1.6.

1.3. Условие максимальной чувствительности вариационной структуры

Так как вариационная структура есть динамический измерительный преобразователь и канал измерения определяется его динамическими свойствами, то для оценки условия максимальной чувствительности канала измерения необходимо провести оценку чувствительности вариационной структуры. Очевидно, что наибольшей чувствительности вариационной структуры будет соответствовать точка максимума кривой переходного процесса $h(t)$, которая может быть рассчитана путем дифференцирования этой функции и приравнивания нулю результата.

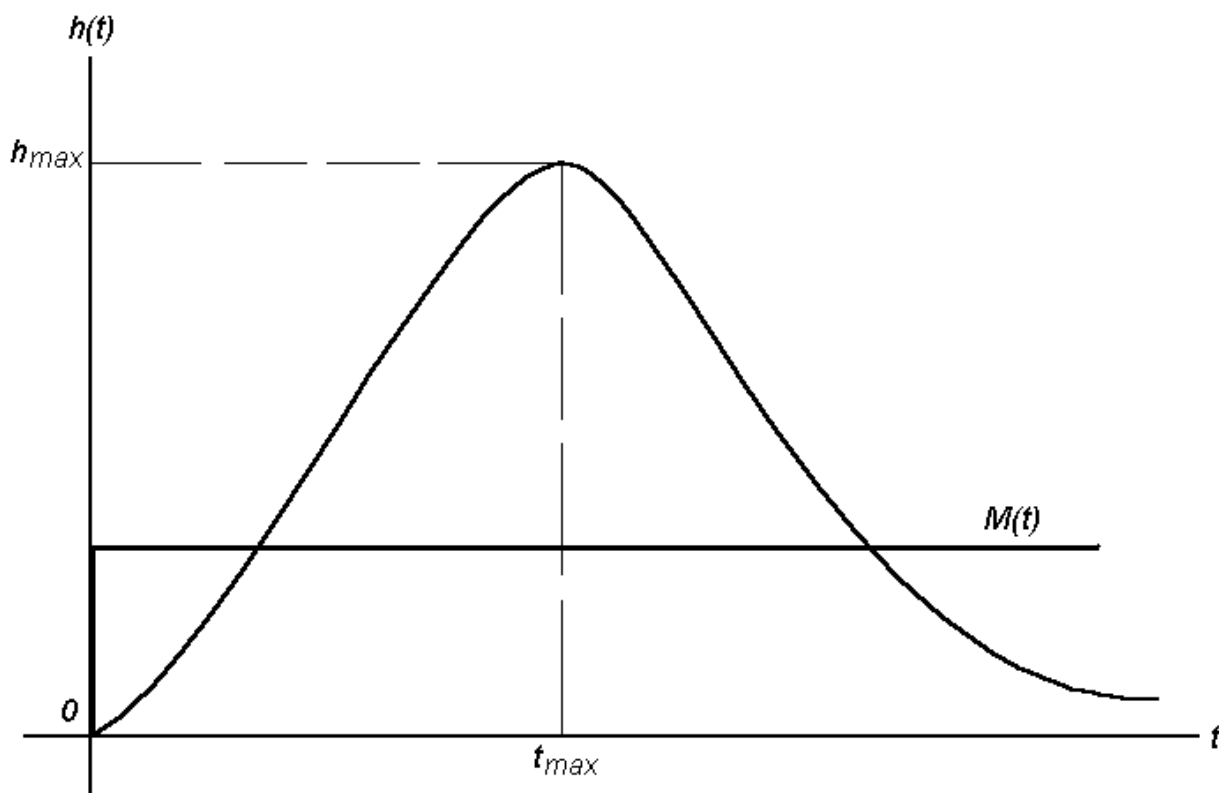


Рисунок 1.5 – Кривая переходного процесса вариационной структуры.

Максимальная чувствительность канала измерения определяется соотношением его постоянных времени T_1 и T_2 . Так как переходная функция канала измерения определяется функцией оригинала от функции в изображениях (1.4) и имеет вид:

$$h_1(t) = k \cdot (e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}). \quad (1.14)$$

Максимум этой функции определится выражением:

$$h_1'(t) = k \cdot \left(\frac{1}{T_1} \cdot e^{-t/T_1} - \frac{1}{T_2} \cdot e^{-t/T_2} \right). \quad (1.15)$$

Отсюда можно найти интервал времени, соответствующий максимуму переходной функции $h_1'(t)$:

$$t_{\max} = \ln \frac{T_1}{T_2} \cdot \frac{T_1 \cdot T_2}{T_1 - T_2}. \quad (1.16)$$

Точка максимума соответствует неравенству $T_1 > T_2$, а точка минимума $T_1 < T_2$, т. е. $h(t)$ следует рассматривать как $|h(t)|$ для определения расхождения функции в разные моменты времени. Схема является симметричной, следовательно, можно говорить о конкретном соотношении $m = T_1/T_2 > 1$ и исследовать задачу о максимуме:

$$h_{\max} = k \cdot \left(e^{-\frac{T_1}{T_1-T_2} \ln \frac{T_1}{T_2}} - e^{-\frac{T_2}{T_1-T_2} \ln \frac{T_1}{T_2}} \right) = k \cdot \left(e^{\ln(m) \frac{m}{1-m}} - e^{\ln(m) \frac{1}{1-m}} \right). \quad (1.17)$$

Выражение (1.11) может быть сведено к виду:

$$h_{\max} = k \cdot \left(m^{\frac{m}{1-m}} - m^{\frac{1}{1-m}} \right). \quad (1.18)$$

Кривая переходного процесса представлена на рисунке 1.5.

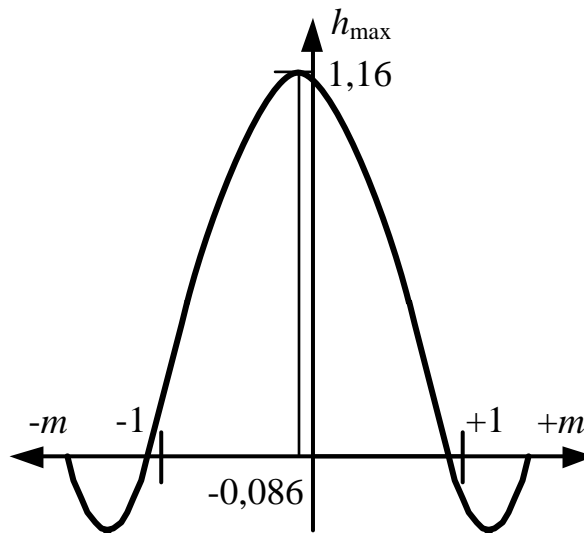


Рисунок 1.7 – Кривая максимума переходного процесса (от m)

В приборах с использованием вариационных структур за счет применения различных методов осуществляется дифференцирование измеряемой величины, что позволяет полностью отсеять как постоянную составляющую измеряемой физической величины, так и постоянную систематическую погрешности измерения. При этом если дифференцирование сигнала динамического приращения осуществляется дифференцирующими цепями или специальными дифференцирующими фильтрами, то выходной импульс такой цепи определится крутизной фронта приращения, но не его амплитудой. Следовательно, расшифровать информацию о величине динамического приращения в этом случае затруднительно.

Более приемлемым вариантом построения приборов по данному методу является вариант построения дифференцирующих фильтров на базе апериодических звеньев по методике, предложенной в предыдущем параграфе [3-8]. Передаточная функция такого фильтра определяется выражением (1.4), а переходная функция для единичного скачка измеряемой величины равна:

$$h(t) = k \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_2}} - e^{-\frac{t}{T_1}} \right). \quad (1.19)$$

Кривая переходного процесса, в соответствии с выражением (1.19) имеет колоколообразную форму, определяемую двумя экспонентами (рисунок 1.7), амплитуда этой кривой определяется крутизной фронта единичного скачка, а площадь – амплитудой. Таким образом, использование приборов интегрирующего типа (вольтметры) позволяет провести измерение динамической составляющей по данному методу измерения.

Однако и в данном случае точность измерения оказывается невысокой, а малая чувствительность канала измерения не позволяет преждевременно распознать аварийную ситуацию в технологическом процессе. Кроме того, метод не позволяет следить за изменением постоянной составляющей, что в свою очередь, не позволяет определить эквивалент результата измерения.

Многолетняя работа по исследованию динамических процессов в вариационных структурах и созданию оптимального метода измерения с их использованием [5; 28-32; 33-42], позволяет предложить на наш взгляд наиболее приемлемый вариант прибора с использованием вариационного фильтра.

Компьютерная обработка выражения (1.18) позволила провести построение зависимости $h_{\max}(t)$, представленной на рисунке 1.7.

Из анализа построений зависимости следует, что в точках, составляющих значения $m=1$ и $m=-1$ значения функции обращаются в ноль, а при значении $m=0$, возникает неопределённость решения. Рабочим диапазоном используемого соотношения m является диапазон от 0 до 1.

1.4. Погрешности вариационных структур

Погрешности вариационных структур как динамических измерительных преобразователей определяются процессом дифференцирования измеряемой величины, т.е. зависят от формы и крутизны фронтов входного сигнала.

Так как вариационная структура позволяет реализовать функцию дифференцирования измеряемой величины и получить достаточно высокий коэффициент передачи $k \gg 1$, при y_{\max} , то влияние статических отклонений и постоянных систематических погрешностей на результат измерения минимально.

Рассмотрим по отдельности относительные погрешности канала измерения, состоящего из вариационной структуры. Для выходной величины первого измерительного канала, содержащего первый апериодический элемент можно записать (рисунок 1.3):

$$N_1 = N_0 \sqrt[n]{1 + \frac{\Delta x}{x_0}} \quad (1.20)$$

для второго инерционного преобразователя:

$$N_2 = N_0 \sqrt[n]{1 - \frac{\Delta x}{x_0}} \quad (1.21)$$

где N_0 – начальное значение некоторой измеряемой величины;

$\frac{\Delta x}{x_0}$ – относительное значение приращения измеряемой величины.

Разность этих выходных величин равна:

$$\Delta N = N_1 - N_2 = N_0 \left(\sqrt[n]{1 + \frac{\Delta x}{x_0}} - \sqrt[n]{1 - \frac{\Delta x}{x_0}} \right). \quad (1.22)$$

Разлагая каждый из радикалов в ряд и вычитая подобные члены, получаем:

$$\Delta N = N_0 \left[\frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right) + \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^3 + \dots \right] \quad (1.23)$$

Из выражения (1.23) видно, что на выходе дифференциального преобразователя отсутствует постоянная составляющая, т.е. при $\Delta x = 0$, значение $N = 0$, а не N_0 . Чувствительности двух преобразователей складываются, а результирующая чувствительность удваивается, т.е.

$$\Delta N = N_0 \frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right) \quad (1.24)$$

При этом надо иметь в виду, что погрешности чувствительности канала измерения по абсолютной величине также складываются, и поэтому коррекции мультипликативных погрешностей не происходит, а их относительная величина остается такой же, как у отдельных преобразователей. Погрешности линейности, обусловленные третьим членом ряда, при строгом равенстве чувствительностей обоих преобразователей взаимно корректируются. Относительная погрешность измерения соответственно определяется:

$$\gamma_{\Delta N} = \frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right) + \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^3 + \dots \quad (1.25)$$

Считая, $\Delta K \rightarrow 0$ как отмечалось ранее, так как постоянная составляющая чувствительности каналов неизменна, при $K = \frac{S_1}{S_2}$ компенсируются все факторы помех (синфазные, нелинейности и т. д.).

Таким образом, для предлагаемого метода измерения погрешность измерения оказывается наименьшей, определяется разностью относительных значений динамического приращения и может быть полностью скомпенсирована путем регулировки чувствительности каналов. В то же время, метод позволяет получить высокую чувствительность каналов измерения без дополнительных средств усиления, с использованием дифференцирующих фильтров, что определяет простоту монтажа, комплектации и повышение надежности прибора в целом.

Данные исследования позволяют разработать рекомендации непосредственно по синтезу измерительной аппаратуры, которая смогла бы распознавать наступление предаварийной ситуации и, в дальнейшем, оптимизировать технологический процесс.

1.5. Особенности частотных свойств вариационной структуры

Существенным недостатком вариационной структуры канала измерения является изменение фазного угла сдвига выходного сигнала при изменении частоты входного воздействия на угол в диапазоне 180° , что обусловлено наличием в структуре двух апериодических звеньев (рисунок 1.9). При этом следует отметить, что фиктивно возникающее дифференцирующее звено при встречно-параллельном включении апериодических звеньев приводит в области нижних частот к положительным фазным сдвигам, а в области верхних частот под влиянием апериодических звеньев к отрицательным. Таким образом, фазо-частотная характеристика структуры проходит через область частот, при которых фазный сдвиг выходного сигнала по отношению к входному равен нулю. Наличие нулевого фазного сдвига на частотной характеристике исследуемой структуры говорит о состоянии этой структуры, близком к резонансу. Назовём это состояние – квазирезонансом вариационной структуры и проведем его анализ.

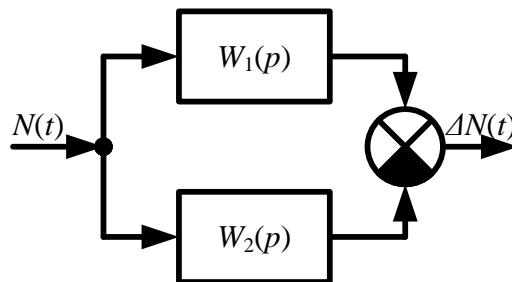


Рисунок 1.9 – Вариационная структура канала измерения динамического приращения параметра

$N(t)$ – входное значение измеряемой величины;

$\Delta N(t)$ – измеряемое динамическое приращение;

$W_1(p)$ – передаточная функция первого апериодического звена;

$W_2(p)$ – передаточная функция второго апериодического звена.

На рисунке (1.9) приведена вариационная структура канала измерения, которая состоит из двух апериодических звеньев с передаточными функциями [2]:

$$W_1(p) = \frac{k_1}{T_1 \cdot p + 1}; \quad (1.26)$$

$$W_2(p) = \frac{k_2}{T_2 \cdot p + 1}, \quad (1.27)$$

где $W_1(p)$ – передаточная функция первого апериодического звена;
 $W_2(p)$ – передаточная функция второго апериодического звена вариационной структуры;

$T_1; T_2$ – постоянные времени апериодических звеньев;

$k_1 = k_2 = k$ – статический коэффициент передачи звеньев;

p – оператор Лапласа.

При встречно – параллельном включении звеньев, согласно рисунку 1.9 передаточная функция структуры будет равна [3;5]:

$$W(p) = \frac{k}{T_1 \cdot p + 1} - \frac{k}{T_2 \cdot p + 1} = \frac{k \cdot (T_2 - T_1) \cdot p}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1}, \quad (1.28)$$

Для записи частотной функции выражение (1.28) преобразуем по Фурье [9, 10]:

$$W(j \cdot \omega) = \frac{k \cdot (T_2 - T_1) \cdot j \cdot \omega}{T_1 \cdot T_2 \cdot (j \cdot \omega)^2 + (T_1 + T_2) \cdot j \cdot \omega + 1} \quad (1.29)$$

При выделении вещественной и мнимой части частотной функции необходимо умножить числитель и знаменатель на сопряжённое комплексное число [5]:

$$W(j \cdot \omega) = \frac{k \cdot (T_2 - T_1) \cdot (T_1 + T_2) \cdot \omega^2}{(1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)^2 + (T_1 + T_2)^2 \cdot \omega^2} + j \cdot \frac{k \cdot (T_2 - T_1) \cdot \omega - k \cdot (T_2 - T_1) \cdot T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^3}{(1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)^2 + (T_1 + T_2)^2 \cdot \omega^2}, \quad (1.30)$$

где $\text{Re}(\omega) = \frac{k \cdot (T_2 - T_1) \cdot (T_1 + T_2) \cdot \omega^2}{(1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)^2 + (T_1 + T_2)^2 \cdot \omega^2}$ – вещественная часть частотной функции;

$$\operatorname{Im}(\omega) = \frac{k \cdot (T_2 - T_1) \cdot \omega - k \cdot (T_2 - T_1) \cdot T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^3}{(1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)^2 + (T_1 + T_2)^2 \cdot \omega^2} - \text{мнимая часть частотной}$$

функции.

Фазо-частотная характеристика вариационной структуры запишется в виде [6, 7]:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(\omega)}{\operatorname{Re}(\omega)} = \operatorname{arctg} \frac{1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2}{(T_1 + T_2) \cdot \omega}. \quad (1.31)$$

Для амплитудно-частотной характеристики справедливо соотношение [4]:

$$A(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re}(\omega))^2 + (\operatorname{Im}(\omega))^2} \quad (1.32)$$

Из выражения (1.31) следует, что область нулевых значений фазного сдвига соответствует частоте квазирезонанса, равной:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{T_1 \cdot T_2}} \quad (1.33)$$

При частоте квазирезонанса мнимая часть частотной функции обращается в ноль, а вещественная часть полностью определяет амплитудно-частотную характеристику вариационной структуры:

$$A(\omega_0) = \sqrt{(\operatorname{Re}(\omega_0))^2 + (\operatorname{Im}(\omega_0))^2} = k \cdot \frac{T_2 - T_1}{T_2 + T_1}. \quad (1.34)$$

Так как $T_2 \gg T_1$, то можно считать, что

$$A(\omega_0) \approx k,$$

где k – статический коэффициент передачи вариационной структуры канала измерения мощности двигателя привода бурильной колонны.

Таким образом, на частоте квазирезонанса вариационная структура, как средство измерения, свободна от фазо-частотных и амплитудно-частотных искажений. Следовательно, динамическая погрешность измерения за счёт дополнительного фазного сдвига при измерении приращения измеряемого параметра для целей компенсации автоколебаний на частоте квазирезонанса сводится к нулю.

Рассмотрим динамические характеристики вариационной структуры применительно к её параметрам, которые определяются частотой квазирезонанса.

Исходя из условия максимальной чувствительности вариационной структуры [4] и условий согласования канала измерения с объектом [6] примем следующие числовые значения параметров настройки $T_1 = 0,1$ сек; $T_2 = 1$ сек, отсюда коэффициент отношения постоянных времени $m = \frac{T_1}{T_2} = \frac{0,1}{1} = 0,1$. Статический коэффициент передачи $20 \lg k \approx 1$ дБ. Частота квазирезонанса для данных числовых параметров $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{0,1 \cdot 1}} = 3,162 \text{ сек}^{-1}$.

Семейство экспериментальных логарифмических амплитудно-частотных характеристик приведено в приложении 1 на рисунке 1.10.

Здесь приведены частотные характеристики вариационной структуры при постоянном значении параметра настройки T_1 и различных постоянных значениях коэффициента отношения постоянных времени $m = \frac{T_1}{T_2}$ от значения 0,1 до 0,9. Из анализа приведенных экспериментальных частотных характеристик можно сделать вывод, что частота квазирезонанса весьма слабо зависит от постоянной времени T_2 (коэффициента отношения m), а её значение определяет в основном значение статического коэффициента передачи структуры k . Действительно, при изменении m от 0,1 до 0,9 значение k изменяется от 1 дБ до 2,8 дБ т. е. с увеличением m наблюдается затухание сигнала. Это положение подтверждается и экспериментальными динамическими характеристиками, которые определяются переходной функцией вида [6, 8]:

$$h(t) = k \cdot \left(e^{-t \frac{1}{T_2}} - e^{-t \frac{1}{m T_2}} \right) \quad (10)$$

где $h(t)$ – переходная функция вариационной структуры;

t – текущее значение времени.

Здесь наблюдается спад пика дифференцирующего импульса с ростом коэффициента отношения постоянных времени от 0,6 до 0,03 относительных единиц статического коэффициента передачи вариационной структуры.

Фазо-частотная характеристика вариационной структуры имеет весьма крутой спад, что может привести к значительным частотным погрешностям. При анализе экспериментальных логарифмических фазо-частотных характеристик (приложение 1 рисунок 1.8) можно провести распределение процентного отношения изменения фазного сдвига к частоте на линейном падающем участке в диапазоне частот $0,5 \div 100 \text{ сек}^{-1}$. На 120° фазного угла приходится диапазон частот 68 сек^{-1} , т. е. фазное распределение по частоте на линейном участке $\gamma_\varphi = \frac{120}{68} = 1,764^\circ$, отсюда, при изменении частоты входного сигнала на 10% изменение фазы составит $11,83^\circ$ или 17,4%. Естественно, что подобная фазная погрешность для целей управления приводом по методу противофаз не применима. Реализация метода возможна только при стабильной частоте автоколебаний мощности двигателя привода бурильной колонны, соответствующей частоте квазирезонанса вариационной структуры, либо выделенная гармоническая составляющая мощности может быть использована в других методах компенсации автоколебаний. Однако при этом следует учесть, что на динамические параметры вариационной структуры весьма существенно влияет величина параметров настройки и их отношение.

2. Двухвходовые структуры измерения динамических приращений параметров

Вариационные структуры, рассмотренные в предыдущем разделе, являются некоторым аналогом типовой ячейки на базе которых может быть синтезировано средство измерения с теми или иными функциональными возможностями и которое может быть использовано для проведения косвенных измерений динамических приращений различных физических величин. Если такая структура определяет взаимодействие двух измеряемых величин, то такие структуры будем называть двухвходовыми.

Двухвходовые структуры могут использоваться для проведения косвенных измерений при выполнении функциональных операций основных алгебраических вычислений:

1. Деления результатов измерения двух динамических приращений (например измерение динамического приращения крутящего момента по функции вида:

$M=N/n$, где M -значение динамического приращения крутящего момента; N -значение динамического приращения мощности двигателя привода; n -приращение угловой скорости выходного вала привода).

2. Умножение результатов измерения двух динамических приращений (например измерение динамического приращения мощности в цепи постоянного тока по функции вида: $U \cdot I = P$, где U – приращение напряжения цепи, I – динамическое приращение тока цепи; P – динамическое приращение мощности цепи).

3. Алгебраическое суммирование результатов измерения двух динамических приращений параметров.

Кроме того, двухвходовые структуры могут найти широкое применение для проведения специальных измерений.

2.1. Построение двухвходовой структуры измерения динамических приращений параметров

Известно, что результат измерения в косвенных методах получают как решение некоторой известной функции зависимости между результатами отдельных прямых измерений:

$$Y = f(x_1; x_2; \dots x_n) \quad (2.1)$$

где $x_1, x_2, \dots x_n$ – результаты отдельных прямых измерений.

Использование вариационных структур в косвенных методах измерения приносит в эти методы целый ряд свойств, позволяющих существенно расширить область их применения.

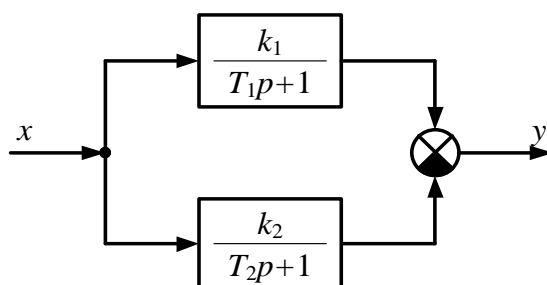


Рисунок 2.1 – Встречно - параллельное включение двух инерционных звеньев.

Под вариационной структурой измерения [39,41-45] понимают параллельное включение двух инерционных звеньев с разными постоянными времени (рисунок 2.16) суммарная передаточная функция которых равна:

$$W(p) = \frac{kp(T_2 - T_1)}{T_1 T_2 p^2 + (T_2 + T_1)p + 1}, \quad (2.2)$$

где T_1 – постоянная времени первого звена;

T_2 – постоянная времени второго звена;

$k_1 = k_2 = k$ – статический коэффициент передачи звеньев;

p – оператор Лапласа.

Наличие оператора p в числителе передаточной функции говорит о том, что при параллельном включении инерционных звеньев структура приобретает свойства дифференцирования.

Действительно, дифференциальное уравнение динамики такой структуры в функции оригинала запишется в виде:

$$T_1 T_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + (T_2 + T_1) \frac{dy}{dt} + y = k(T_2 - T_1) \frac{dx}{dt}, \quad (2.3)$$

т.е. выходная координата y определяется как dx/dt , при $k(T_2 - T_1) = \text{const}$.

Таким образом, вариационная структура позволяет реализовать функцию дифференцирования измеряемой величины и получить достаточно высокий коэффициент передачи $k \gg 1$, при y_{\max} .

Дифференцирование измеряемой величины позволяет полностью устранить статические ошибки измерения, что существенно повышает точность канала измерения.

Используя несколько вариационных структур, можно реализовать практически любой метод косвенных измерений. Рассмотрим основные принципы построения вариационной структуры для косвенных измерений.

1. Результат измерения получают путём деления результатов прямых измерений, т.е.

$$y = x_1 / x_2.$$

Вариационная структура измерения, в этом случае рис.2.2, должна иметь два канала измерения величин x_1 и x_2 и блок деления выходных параметров этих каналов.

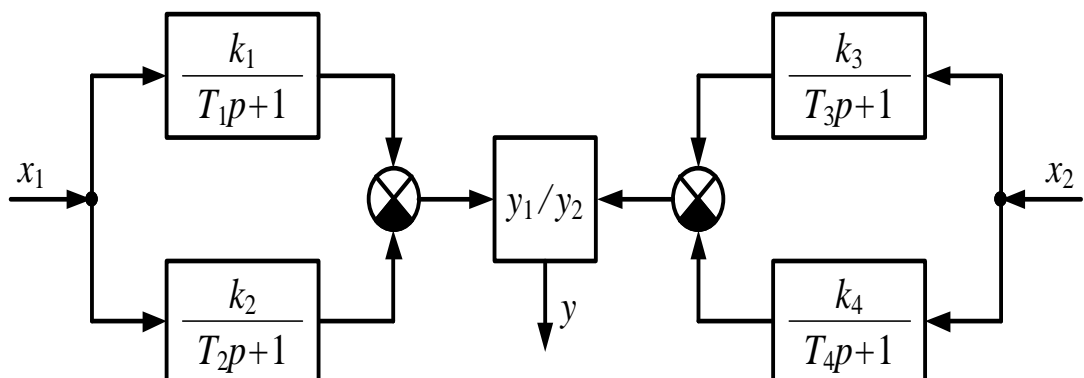


Рисунок 2.2 – Косвенный метод по принципу получения результата вида

$$y = \frac{y_1}{y_2}.$$

Например, измерение крутящих моментов [39]. Структура имеет вариационный канал измерения мощности N и вариационный канал измерения угловой скорости вала привода ω . На выходе канала измерения мощности имеем $y_1 = k_1 \frac{dN}{dt} = k_1 v_N$, на выходе канала измерения угловой скорости $y_2 = k_2 \frac{d\omega}{dt} = k_2 v_\omega$. При делении результатов получим $\frac{y_1}{y_2} = \frac{k_1 v_N}{k_2 v_\omega} = gradM$, т.е. результат этих косвенных измерений определит скоростные изменения крутящего момента на валу привода.

Возможен частный случай, когда параметры настройки инерционных звеньев попарно равны: $T_1 = T_3 = T'$; $T_2 = T_4 = T''$; $k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = k$.

Передаточная функция вариационного канала измерения мощности при этом равна:

$$W_N(p) = \frac{kp(T''-T')}{T'T''p^2+(T'+T'')p+1}. \quad (2.4)$$

Передаточная функция вариационного канала измерения угловой скорости:

$$W_\omega(p) = \frac{kp(T''-T')}{T'T''p^2+(T'+T'')p+1}. \quad (2.5)$$

Результат измерения на выходе блока деления:

$$Y = \frac{NW_N(p)}{\omega W_\omega(p)} = k \frac{N}{\omega} = M. \quad (2.6)$$

При одинаковых инерционных свойствах звеньев каналов результат измерения определяется значением крутящего момента на валу привода.

Это свойство вариационной структуры измерения характеризует значительные преимущества определяющие, во-первых значительное повышение точности измерения при отсекании статических ошибок и во-вторых повышение чувствительности, а, следовательно, разрешающей способности каналов измерения при работе в диапазоне y_{\max} .

2. Результат измерения получают путём умножения двух отдельных результатов прямых измерений, т.е. $y_1 = y_1 \cdot y_2$.

Вариационная структура измерения в этом случае (рисунок 2.3) имеет два канала измерения x_1 и x_2 и блок умножения.

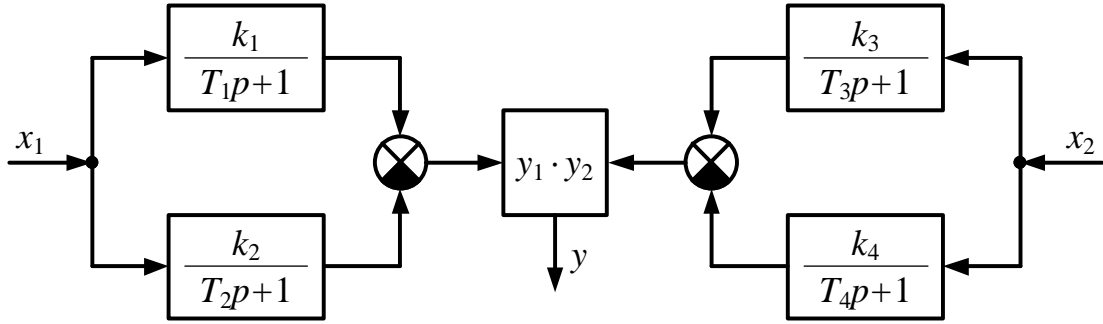


Рисунок 2.3 – Косвенный метод по принципу получения результата вида

$$y_1 = y_1 \cdot y_2.$$

Особенностью этой вариационной структуры является реализация функции двойного дифференцирования. Действительно, передаточная функция канала измерения x_1 имеет вид:

$$W_{x_1}(p) = \frac{kp(T_2 - T_1)}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}. \quad (2.7)$$

Передаточная функция канала измерения x_2 :

$$W_{x_2}(p) = \frac{kp(T_4 - T_3)}{T_3 T_4 p^2 + (T_3 + T_4)p + 1}. \quad (2.8)$$

Суммарная передаточная функция:

$$W(p) = W_{x_1}(p)W_{x_2}(p) = \frac{k^2 p^2 (T_2 - T_1)(T_4 - T_3)}{[T_3 T_4 p^2 + (T_3 + T_4)p + 1][T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1]}. \quad (2.9)$$

В числителе суммарной передаточной функции оператор Лапласа p входит во второй степени, что определяет двойное дифференцирование функции измерения в оригинале.

3. Результат измерения получают путём алгебраического суммирования результатов отдельных прямых измерений, т.е. $y_1 = y_1 + y_2$. Вариационная структура имеет два канала измерения, выходы которых поступают на сумматор (рисунок 2.4).

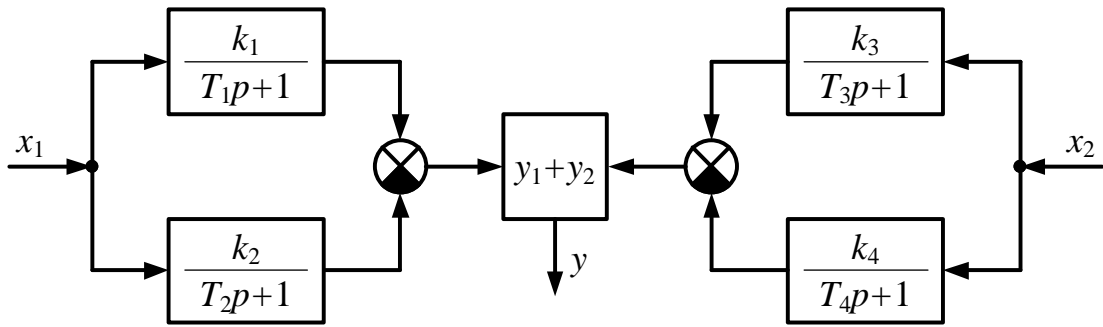


Рисунок 2.4 – Косвенный метод по принципу получения результата вида $y = y_1 + y_2$

Суммарная передаточная функция в этом случае определяется выражением:

$$W_{\varepsilon}(p) = W_{x_1}(p) + W_{x_2}(p) = \frac{2kp(T''-T')}{T'T''p^2 + (T'+T'')p+1}; \quad (2.10)$$

при $T_1 = T_3 = T'$; $T_2 = T_4 = T''$; $k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = k$.

Из выражения (2.60) следует, что общее решение операторного уравнения динамики имеет вид:

$$y(t) = 2k(e^{-1/T''} - e^{-1/T'}), \quad (2.11)$$

а значение результата измерения:

$$y(t) = 2k \frac{d(x_1 + x_2)}{dt}. \quad (2.12)$$

Наиболее предпочтительными структурами двухвходовых систем обычно являются структуры с использованием косвенного метода, базирующегося на функциональной зависимости деления выходных параметров вариационных структур поэтому анализу таких структур в дальнейшем будет посвящено максимальное внимание.

2.2. Метрологические свойства двухвходовых структур деления

При измерении динамических приращений значений крутящего момента на любом виде привода может найти широкое применение косвенный метод деления результатов измерения. Сущность метода

заключается в следующем. Проводится измерение сигналов динамического приращения мощности и изменения скорости вала привода при динамическом изменении нагрузки на валу привода с помощью вариационной структуры. Инерционность обоих апериодических звеньев каналов измерения попарно приближают друг к другу, а результат измерения получают путем деления сигнала динамического приращения мощности на динамическое приращение скорости вращения вала привода. Это позволяет устранить статическую составляющую в канале измерения мощности и в канале измерения скорости вращения, свести к нулю систематическую составляющую погрешности измерения за счет дифференцирования, что подробно описано в предыдущем разделе. Кроме того, за счет деления двух измеряемых величин компенсируется синфазная помеха. Действительно, в этом случае результат измерения определяется выражением:

$$M = K \frac{\Delta N}{\Delta \omega} \quad (2.13)$$

где M – значение измеряемой величины крутящего момента;

ΔN – значение приращения мощности привода;

$\Delta \omega$ – значение приращения скорости вала;

K – коэффициент передачи канала измерения.

Для нахождения выражения относительной погрешности крутящего момента $\gamma_M = \frac{\Delta M}{M}$ прологарифмируем выражение 2.13, а после дифференцирования получим:

$$\frac{dM}{M} = \frac{dK}{K} + \frac{dN}{N} - \frac{d\omega}{\omega} \quad (2.14)$$

или учитывая, что $\frac{dM}{M} \approx \frac{\delta M}{M}$, $\frac{dK}{K} \approx \frac{\delta K}{K}$, $\frac{dN}{N} \approx \frac{\delta N}{N}$, $\frac{d\omega}{\omega} \approx \frac{\delta \omega}{\omega}$, т.е. данные составляющие являются составляющими относительных погрешностей, имеем:

$$\gamma_M = \gamma_K + \gamma_{\Delta N} - \gamma_{\Delta \omega} \quad (2.15)$$

Рассмотрим по отдельности относительные погрешности каналов измерения мощности и скорости вращения вала привода на примере канала измерения мощности. Для выходной величины первого измерительного канала, содержащего первый апериодический элемент можно записать:

$$N_1 = N_0 \sqrt[n]{1 + \frac{\Delta x}{x_0}} \quad (2.16)$$

для второго инерционного преобразователя:

$$N_2 = N_0 \sqrt[n]{1 - \frac{\Delta x}{x_0}} \quad (2.17)$$

где N_0 – начальное значение мощности привода;

$\frac{\Delta x}{x_0}$ – относительное значение приращения мощности.

Разность этих выходных величин равна:

$$\Delta N = N_1 - N_2 = N_0 \left(\sqrt[n]{1 + \frac{\Delta x}{x_0}} - \sqrt[n]{1 - \frac{\Delta x}{x_0}} \right). \quad (2.18)$$

Разлагая каждый из радикалов в ряд и вычитая подобные члены, получаем:

$$\Delta N = N_0 \left[\frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right) + \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^3 + \dots \right] \quad (2.19)$$

Из выражения 2.19 видно, что на выходе дифференциального преобразователя отсутствует постоянная составляющая, т.е. при $\Delta x = 0$, значение $N = 0$, а не N_0 . Чувствительности двух преобразователей складываются, а результирующая чувствительность удваивается, т.е.

$$\Delta N = N_0 \frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right) \quad (2.20)$$

При этом надо иметь в виду, что погрешности чувствительности канала измерения мощности по абсолютной величине также складываются, и поэтому коррекции мультипликативных погрешностей не происходит, а их относительная величина остается такой же, как у отдельных преобразователей. Погрешности линейности, обусловленные третьим членом ряда, при строгом равенстве чувствительностей обоих преобразователей

взаимно корректируются. Относительная погрешность измерения соответственно определяется:

$$\gamma_{\Delta N} = \frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right) + \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^3 + \dots \quad (2.21)$$

Аналогично рассуждая, получим значение относительной погрешности канала измерения скорости вращения вала привода:

$$\gamma_{\Delta \omega} = \frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x'}{x_0} \right) + \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left(\frac{\Delta x'}{x_0} \right)^3 + \dots \quad (2.22)$$

Подставляя значения $\gamma_{\Delta N}$ и $\gamma_{\Delta \omega}$ из (2.21) и (2.22) в выражение погрешности всего прибора для измерения крутящего момента в целом получим:

$$\gamma_M = \frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x}{x_0} - \frac{\Delta x'}{x_0} \right) + \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left(\frac{\Delta x}{x_0} - \frac{\Delta x'}{x_0} \right)^3 + \dots \quad (2.23)$$

Считая, $\Delta K \rightarrow 0$ как отмечалось ранее, так как постоянная составляющая чувствительности каналов неизменна, при $K = \frac{S_1}{S_2}$ компенсируются все факторы помех (синфазные, нелинейности и т. д.).

Таким образом, для предлагаемого метода измерения крутящего момента, погрешность измерения оказывается наименьшей, определяется разностью относительных значений динамического приращения по входу канала измерения мощности и канала измерения скорости вращения вала и может быть полностью скомпенсирована путем регулировки чувствительности каналов. В то же время, метод позволяет получить высокую чувствительность каналов измерения без дополнительных средств усиления, с использованием дифференцирующих фильтров, что определяет простоту монтажа, комплектации и повышение надежности прибора в целом.

Данные исследования позволяют разработать рекомендации непосредственно по синтезу измерительной аппаратуры, которая смогла бы распознавать наступление предаварийной ситуации и, в дальнейшем, оптимизировать технологический процесс.

Двухканальный измеритель динамического приращения крутящего момента на валу силового привода, реализует основную зависимость измерения (см. формулу 2.13).

Этот прибор относится к приборам косвенных способов измерения, так как в нем проводятся два прямых измерения по отдельным каналам измерения мощности и скорости вращения вала двигателя, а результат получают как частное от деления значений этих двух измерений. Иными словами, в этом случае результат измерения определяется уравнением:

$$\Delta M = F(N, \omega) = k \cdot \frac{\Delta N}{\Delta \omega}. \quad (2.24)$$

В качестве наиболее достоверного значения X_M Косвенного измерения величины ΔM следует понимать значение, получаемое подстановкой в формулу (2.19) косвенного измерения средних арифметических \bar{x}_i рядов измерений исходных величин:

$$X_M = F(\bar{x}_p, \bar{x}_n). \quad (2.25)$$

Дисперсия этой оценки определяется формулой:

$$\sigma_{X_M}^2 = \sum_1^n \left(\frac{\partial F}{\partial M} \right) \cdot \sigma_{x_i}^2 + \sum_1^n \left(\frac{\partial F}{\partial M_i} \right) \cdot \left(\frac{\partial F}{\partial M_j} \right) \cdot r_{ij} \cdot \sigma_{x_i} \cdot \sigma_{x_j}. \quad (2.26)$$

где $r_{i,j}$ – коэффициент корреляции между погрешностями σ_i и σ_j оценок M_i и M_j .

Значение частных производных вычисляются при средних арифметических значениях аргументов $M_i = \bar{x}_i$. Произведения частных производных уравнения косвенного измерения на среднеквадратичное отклонение результатов измерения соответствующих аргументов, как известно, определяется частными погрешностями E_i косвенного измерения:

$$E_i = \left(\frac{\partial F}{\partial M_i} \right) \cdot \sigma_{\bar{x}_i}. \quad (2.27)$$

Если случайные погрешности отдельных аргументов попарно не коррелированы ($r_{ij} = 0, \dots, i; j = 1, 2, \dots, n$), то дисперсия результатов согласно (2.26), равна сумме квадратов частичных погрешностей:

$$\delta_{\bar{x}_M}^2 = \sum_1^n E_i^2. \quad (2.28)$$

В [48] показано, что погрешность результата косвенного измерения наряду со случайной погрешностью содержит ещё и систематическую составляющую. Для того, чтобы исключить эту систематическую погрешность необходимо к рассчитанному по формуле (2.27) результату прибавить суммарную поправку q , равную систематической погрешности и обратную ей по знаку, т. е результат измерения запишется в виде:

$$M = \bar{x}_M + q = t_p \cdot \delta_{\bar{x}_M}. \quad (2.29)$$

Рассчитать поправку на систематическую погрешность весьма сложно, так как она определяется и каналом измерения мощности привода, и каналом измерения скорости вращения его выходного вала. Экспериментальный метод определения поправок так же не применим, поэтому данное направление реализации приборов для измерения крутящего момента будет определяться значительными погрешностями измерения и сложностью выделения динамического приращения крутящего момента на фоне его статической составляющей.

В измерителях крутящего момента с выделением динамической составляющей результата измерения, осуществляющих дифференцирование измеряемой величины за счет применения различных методов, удается полностью отсеять как постоянную составляющую измеряемой величины, так и сопровождающую её систематическую погрешность. Инерционность обоих, фильтров каналов измерения попарно приближают друг к другу, а результат измерения получают путем деления сигнала динамического приращения мощности на динамическое приращение угловой частоты вала привода это позволяет полностью устранить систематическую составляющую погрешности результата измерения в обоих каналах

измерения за счет дифференцирования. Кроме того, при делении измеряемых величин компенсируется синфазная помеха.

Двухвходовая система контроля крутящего момента является динамическим измерителем, поэтому крайне важным является согласование динамических свойств ее каналов измерения. На вход блока деления измерителя поступают сигналы в виде:

$$\frac{dN}{dt} = v_N; \quad (2.30)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = v_\omega, \quad (2.31)$$

где v_N – сигнал с выхода канала измерения мощности двигателя привода;

v_ω – сигнал с выхода канала измерения угловой скорости выходного вала.

Сигналы v_N и v_ω численно определяют скорость изменения мощности и скорость изменения угловой скорости выходного вала.

На выходе блока деления имеем:

$$\frac{dN}{dt} \cdot \frac{dt}{d\omega} = \frac{v_N}{v_\omega} = Grad M. \quad (2.32)$$

Т. е. выходная величина измерителя определяет не значение крутящего момента на валу привода, а его градиент, т. е. временные изменения в размерности $Bm \cdot сек / об$. Исходя из размерности $Grad M$ можно сказать, что он отражает энергетическое потребление привода на оборот его выходного вала. Из выражения (2.37) следует, что для реализации средства измерения крутящего момента необходимо соблюдать равенство $Grad M = 1$. При этом $v_N = v_n$ и передаточная функция всей структуры будет равна:

$$W(p) = k, \quad (2.33)$$

где $k = \frac{k_N}{k_\omega}$ – статистический коэффициент передачи измерителя;

k_N – коэффициент передачи канала измерения мощности;

k_n – коэффициент передачи канала измерения угловой скорости вала привода.

Тогда $M = k \cdot \Delta N / \Delta \omega$, т. е. измеритель приобретает свойства статического преобразователя. Для выполнения этого условия необходима полная идентичность динамических свойств каналов измерения, что достигается соответствующим попарным равенством параметров настройки апериодических звеньев:

$$T_1 = T_3; T_2 = T_4.$$

2.3 Динамические ошибки измерения в двухвходовых структурах деления

Измеряемые физические параметры бурения обычно изменяется с течением времени поэтому для оценки точности измерений необходимо знать, как зависит погрешность измерений от динамических характеристик измеряемой величины, то есть какова компонента динамической составляющей погрешности измерения. Несмотря на то, что динамическая погрешность очень часто в несколько раз превышает статическую, её редко принимают во внимание, поскольку измерить величину этой погрешности практически невозможно. В пользовательской документации на устройства аналогового ввода, как правило, отсутствует информация, необходимая для оценки динамической погрешности.

Другой проблемой, которая имеет место при вводе аналоговой информации в контроллер, является появление алиасных (ложных) частот, которые снижают точность измерения. Явление заключается в том, что помехи, лежащие выше частоты дискретизации, могут трансформироваться в

низкочастотную область, если в измерительном канале отсутствует антиалиасный фильтр.

Нормированию динамических погрешностей уделено недостаточно внимания как в нормативной литературе, так и в эксплуатационной документации средства измерения. Так, динамические характеристики, необходимы для оценки динамической погрешности, как правило, отсутствуют в пользовательской документации на модули аналогового ввода.

Оценка величины динамической погрешности является сравнительно сложным процессом. Проблема возникает потому, что динамическая погрешность зависит не только от динамической модели канала измерения, но и от формы самого измеряемого сигнала, крутизны переднего фронта, а также от вида функционального преобразования при проведении косвенных измерений.

Основными источниками динамической погрешности являются естественная инерционность физических процессов, протекающих в датчиках съема информации, процессы заряда входной емкости канала измерения, инерционность используемых фильтров [60].

Для количественного описания динамических свойств канала измерения двухвходовой системы контроля параметров бурения можно использовать линейные динамические модели [61] в виде дифференциальных уравнений, операторных передаточных функций [62] амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик [46; 63; 64].

Рассмотрим типовую динамическую модель канала измерения двухвходовой системы контроля (рисунок 2.5).

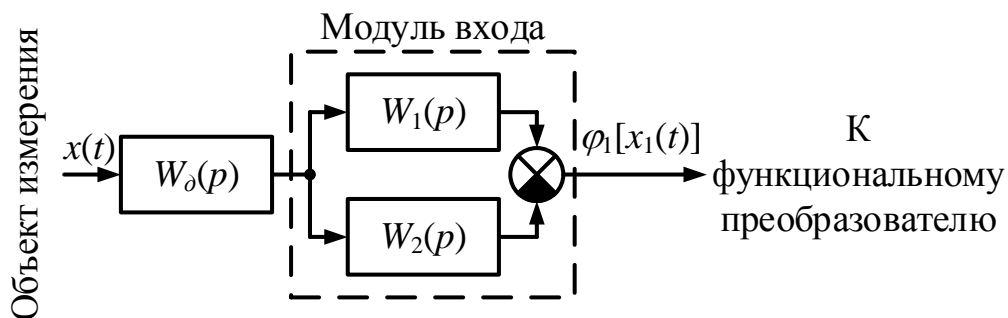


Рисунок 2.5 – Динамическая модель канала измерения двухвходовой структуры деления

Модель включает в себя датчик с передаточной функцией $W_g(p)$ и модуль входа (канал измерения) передаточной функции [3].

$$W(p) = W_1(p) - W_2(p) = \frac{k \cdot (T_2 - T_1) \cdot p}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1}, \quad (2.34)$$

где $W_1(p) = \frac{k_1}{T_1 \cdot p + 1}$ – первое апериодическое звено вариационной структуры;

$W_2(p) = \frac{k_2}{T_2 \cdot p + 1}$ – второе апериодическое звено вариационной структуры;

k – статический коэффициент передачи при условии $k_1 = k_2 = k$.

Постоянные времени звеньев T_1 и T_2 выбирают исходя из соображений согласования с объектом измерения [65].

Таким образом, оценив динамические свойства датчика съема информации с объекта измерения и модуля входа можно провести оценку динамической погрешности непосредственно канала измерения. Так как на динамическую погрешность оказывает большое влияние форма сигнала измерения, то анализ проведем для трех различных воздействий:

- 1) при синусоидальном сигнале;
- 2) при входном сигнале вида «единичный скачок»;
- 3) при сигнале произвольной формы.

Измерения при гармоническом сигнале.

Рассмотрим случай, когда входной сигнал изменяется по гармоническому закону $x(t) = X_m \cdot \sin(\omega \cdot t)$. Если считать канал линейным, то на его выходе получим сигнал вида

$$\varphi[x(t)] = X_m \cdot |W(\omega)| \cdot \sin(\omega \cdot t + \psi(\omega)),$$

где $W(\omega)$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) измерительного канала.

$$\psi(\omega) = \arctg\left(\frac{\operatorname{Im}[W(\omega)]}{\operatorname{Re}[W(\omega)]}\right) - \text{фазочастотная характеристика (ФЧХ)}.$$

Составляющая $\operatorname{Im}[W(\omega)]$ – есть мнимая часть частотной функции, а $\operatorname{Re}[W(\omega)]$ – вещественная часть. $\psi(\omega)$ – определяет фактический фазный сдвиг выходного сигнала $\varphi[x(t)]$ относительно входного $x(t)$. Иными словами, динамическая погрешность при подаче на вход канала измерения гармонического сигнала складывается из двух составляющих: погрешности амплитуды и погрешности фазного сдвига, т. е. [47]:

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{x - x \cdot |W(p)|}{x} = 1 - |W(p)|, \quad (2.35)$$

$$\Delta\varphi = -\arctg\left(\frac{\operatorname{Im}[W(\omega)]}{\operatorname{Re}[W(\omega)]}\right), \quad (2.36)$$

Частотная функция канала измерения определяется передаточной функцией и, соответственно, для вариационной структуры равна [5, 7]:

$$W(\omega) = \frac{k \cdot \omega^2 \cdot T_2 \cdot (m^2 - m - 1)}{T_2 \cdot \omega^4 + (m^2 + 2 \cdot m + 2 \cdot T_2^2) \cdot \omega^2 + m^2} + \\ + j \cdot \frac{k \cdot \omega^2 \cdot T_2^2 \cdot (m^2 - 2 \cdot k \cdot m + 2 \cdot T_2^2 \cdot \omega^2 \cdot (1 - m))}{T_2 \cdot \omega^4 + (m^2 + 2 \cdot m + 2 \cdot T_2^2) \cdot \omega^2 + m^2}, \quad (2.37)$$

$$\text{где } \operatorname{Re}|W(\omega)| = \frac{k \cdot \omega^2 \cdot T_2 \cdot (m^2 - m - 1)}{T_2 \cdot \omega^4 + (m^2 + 2 \cdot m + 2 \cdot T_2^2) \cdot \omega^2 + m^2};$$

$$\operatorname{Im}|W(\omega)| = \frac{k \cdot \omega^2 \cdot T_2^2 \cdot (m^2 - 2 \cdot k \cdot m + 2 \cdot T_2^2 \cdot \omega^2 \cdot (1 - m))}{T_2 \cdot \omega^4 + (m^2 + 2 \cdot m + 2 \cdot T_2^2) \cdot \omega^2 + m^2};$$

$m = \frac{T_1}{T_2}$ – отношение постоянных времени звеньев канала измерения;

$j = \sqrt{-1}$ – мнимая величина;

ω – частота входного гармонического сигнала.

Используя составляющие частотный функции можно найти динамическую погрешность канала измерения (модуля входа) двухвходовой системы контроля параметров для одной вариационной структуры. Поскольку погрешность средств измерений в системах автоматизации, как правило, не превышает 1% в приведённых соотношениях по уровню амплитуд для средней частоты по оси пропускания сигнала и для частот среза по уровню 0,7х, то можно считать $\omega/\omega_{0,7} \ll 1$, что позволяет разложить нелинейные функции в ряд Тейлора и ограничиться первыми двумя членами ряда разложения, отсюда:

$$\frac{\Delta x}{x} = 1 - |W(\omega)| = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{0,7}} \right)^2; \quad \Delta \varphi = -\frac{\omega}{\omega_{0,7}}, \quad (2.38)$$

или, для более точных расчетов с использованием выражений (2.56) получим:

$$\frac{\Delta x}{x} = 1 - A(\omega) = 1 - \sqrt{(\operatorname{Re}|W(\omega)|)^2 + (\operatorname{Im}|W(\omega)|)^2}; \quad (2.39)$$

$$\Delta \varphi = -\operatorname{arctg} \left[\frac{\operatorname{Re}|W(\omega)|}{\operatorname{Im}|W(\omega)|} \right]. \quad (2.40)$$

Оценки погрешностей вида (2.39) и (2.40) относятся непосредственно к синусоидальному сигналу, но не к погрешности отдельных его отсчетов.

Погрешность измерения как функцию времени можно оценить следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta \varphi[x(\omega)] &= \varphi(0) - x(0) = x \cdot \sin(\psi) - 0 = x \cdot \sin(\Delta \psi) = x \cdot \sin\left(-\frac{\omega}{\omega_{0,7}}\right) \approx \\ &\approx -x \cdot \frac{\omega}{\omega_{0,7}} = -A \cdot \frac{T}{\tau}, \end{aligned} \quad (2.41)$$

где $T = \sqrt{T_1 \cdot T_2} = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_{0,7}}$ – постоянная времени вариационной структуры

канала измерения [10];

$\tau = \frac{2 \cdot \pi}{\omega}$ – период измеряемого сигнала;

$A = \sqrt{[\operatorname{Re}(\omega)]^2 + [\operatorname{Im}(\omega)]^2}$ – модуль частотной функции.

Относительная погрешность по амплитуде будет равна:

$$\frac{\Delta \varphi(0)}{x(0)} = \frac{\Delta \varphi(0)}{A} = -\frac{T}{\tau} = -\frac{\omega}{\omega_{0,7}}. \quad (2.42)$$

При этом наибольшая погрешность отдельных отчетов как функция времени соответствует $\omega \cdot t = 0; \pi; 2 \cdot \pi; \dots$. Таким образом, согласно (2.42), для получения динамической погрешности порядка 0,1% при измерение отчётов синусоидального сигнала в моменты времени $\omega \cdot t = 0; \pi; 2 \cdot \pi; \dots$ частота входного сигнала должно быть в 1000 раз ниже граничной частоты вариационной структуры.

Измерение при входном сигнале в виде единичного ступенчатого воздействия. Если входной сигнал изменяется скачком, то для оценки динамических процессов в канале измерения необходимо применение передаточной функции вариационной структуры канала (2.34). Согласно данной динамической модели при переходе от функции изображения к функции оригинала по обратному преобразование Лапласа получить дифференциальное уравнение динамики (2.3), решение которого имеет вид:

$$h(t) = k \cdot (e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2}), \quad (2.43)$$

где $h(t)$ – переходная функция канала измерения.

На рисунке 2.6 приведены эпюры входного воздействия $x(t) = 1(t)$ в виде единичного скачка и переходная функция канала измерения, построенная по выражению (2.43).

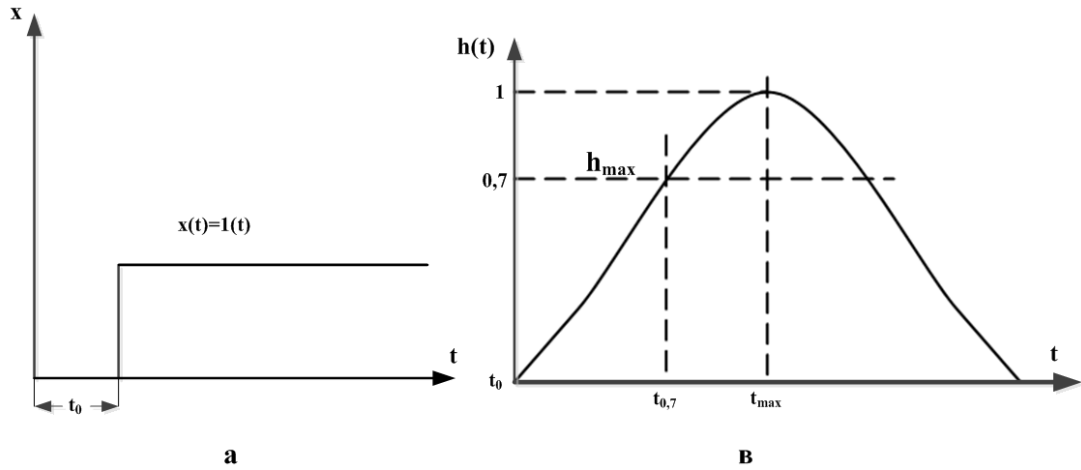


Рисунок 2.6 – Эпюры входного (а) и выходного (б) сигналов канала измерения

Нарастание выходного сигнала определяется длительностью переходного процесса по отношению достижения максимального значения переходного процесса, т. е. скоростью изменения единичного скачка на выходе канала измерения. Определив максимум переходной функции $h(t)_{\max}$ можно найти время, в течение которого максимум этой функции достигается:

$$h(t)_{\max} = \ln\left(\frac{T_1}{T_2}\right) \cdot \frac{T_1 \cdot T_2}{T_1 - T_2}. \quad (2.44)$$

Поскольку точное значение единичного скачка $h(t)_{\max} = k \cdot 1$, погрешность измерения $\Delta h(t) = 1 - h(t)$ будет уменьшаться по экспоненциальному закону и при $t = t_{\max}$ равна нулю. Для экспоненциального изменения погрешности справедливо выражение:

$$\Delta h(t) = h_0 \cdot e^{-t/\tau}, \quad (2.45)$$

где $\tau = \sqrt{T_1 \cdot T_2}$ – усредненная постоянная времени вариационной структуры.

Уровень достижения выходной координаты 0,7 определяется длительностью времени $t_{0.7} = 3 \cdot \tau$. Следовательно, функциональная операция с сигналом на выходе канала измерения должна происходить с задержкой по времени $t_{0.7} = 3 \cdot \tau$, что соответствует значению динамической погрешности

равной $\approx 1\%$ и для полного отсутствия динамической погрешности время задержки t должно быть равно t_{\max} .

В случае, если входной сигнал имеет произвольную форму $x(t)$, то выражение переходные функции $h(t)$ в общем случае имеет вид свертки входного сигнала и импульсной характеристики измерительного канала.

Импульсная характеристика $\delta(t)$ является реакцией измерительного канала на входной сигнал в форме дельта-функции Дирака.

Наиболее удобным способом оценки динамической погрешности для сигнала произвольной формы является численное интегрирование или моделирование с помощью программ Matlab, MathCAD.

Если принять во внимание, что отсчёты входного сигнала в системах сбора данных обычно берутся так часто, что при разложении функции $x(t)$ в ряд Тейлора на интервале между отсчетами можно ограничиться линейным членом разложения, т. е. функцию $x(t)$ можно аппроксимировать прямой линией на участке $t \in [t_0; t_1]$, то максимальную погрешность такой аппроксимации равной динамической погрешности можно оценить по величине третьего члена ряда Тейлора:

$$\frac{d^2 x(t)}{dt^2} \Big|_{t=\varepsilon} \cdot [x(\varepsilon)], \quad (2.46)$$

где ε выбирается на интервале $t \in [t_0; t_1]$ таким образом, чтобы величина второй производной в ней была наибольшей. В частности, если входной сигнал описывается линейной зависимостью, то для него $\frac{d^2 x(t)}{dt^2} \Big|_{t=\varepsilon} \cdot [x(\varepsilon)] = 0$ для всех точек интервала $t \in [t_0; t_1]$.

Постоянная времени вариационной структуры в этом случае $\tau = \sqrt{T_1 \cdot T_2}$ выбирается много меньше интервала точек аппроксимации (отсчета) $t_1 - t_0$.

Учитывая, что функция Дирака определяется выражением:

$$\delta(t) = h'(t) = k \cdot \left(\frac{1}{T_1} \cdot e^{-t/T_1} - \frac{1}{T_2} \cdot e^{-t/T_2} \right), \quad (2.47)$$

где $\delta(t)$ – дельта функции Дирака.

Можно найти точку максимума этой функции:

$$\delta_{\max} = k \cdot \left(e^{\ln(m) \cdot \frac{m}{1-m}} - e^{\ln(m) \cdot \frac{1}{1-m}} \right), \quad (2.48)$$

где $m = \frac{T_1}{T_2}$.

Выражение (2.48) можно свести к виду:

$$\delta_{\max} = k \cdot \left(m \cdot \frac{m}{1-m} - m \cdot \frac{1}{1-m} \right), \quad (2.49)$$

Динамическая погрешность с учетом (2.49) может быть определена для интервала отсчета $t - t_0$ как ряд вида:

$$\Delta_1 \varphi[x(t_1)] = \delta_{\max 1} - \varphi[x(t_0)];$$

$$\Delta_2 \varphi[x(t_2)] = \delta_{\max 2} - \varphi[x(t_0)];$$

$$\Delta_3 \varphi[x(t_3)] = \delta_{\max 3} - \varphi[x(t_0)];$$

.....

$$\Delta_n \varphi[x(t_n)] = \delta_{\max n} - \varphi[x(t_0)];$$

Для усредненной динамической погрешности:

$$\Delta_{cp} \varphi[x(t)] = \frac{\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3 + \dots + \Delta_n}{n}; \quad (2.50)$$

2.4. Частотные свойства двухвходовых структур деления

Технологический процесс как правило сопровождается существенным влиянием на этот процесс случайных факторов: непредсказуемое воздействие диссипативных сил, воздействия при изменении управляющих факторов,

изменение состава и свойств исполнительных элементов и т. д. Вся эта совокупность переменных факторов приводит к детерминированным изменениям динамики объекта управления [12, 19]. А, так как объект управления является нагрузкой некоторого привода, то непредсказуемое поведение этой нагрузки приведёт к случайному характеру изменения мощности и угловой скорости на валу привода [20,70]. Следовательно, при изменении крутящего момента и его динамических составляющих необходим учёт случайных факторов, воздействующих на объект управления в процессе производства. Влияние этих случайных факторов может быть представлено в виде низкочастотного белого шума [44]. Поэтому возникает задача оценки частотных свойств каналов измерения и их совокупности в вариационной структуре в процессе измерения [16] с целью возможности подавления случайных воздействий на результат измерения и выделения непосредственных параметров измерения.

Как известно [15], точностные характеристики вариационного измерителя крутящего момента определяются двумя его особенностями:

- свойствами дифференцирования входного сигнала по обоим каналам измерения мощности и угловой скорости;
- использованием косвенного метода измерения, когда результат измерения получают с помощью функциональной зависимости измеренных величин [14].

Это предопределяет малую погрешность измерения, но приводит к необходимости тщательного анализа вопросов динамической совместимости работы каналов измерения [69]. Известно, что передаточная функция канала измерения мощности определится выражением [14]:

$$W_N(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1} - \frac{k_2}{T_2 p + 1} = \frac{k' \cdot p \cdot (T_2 - T_1)}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_2 + T_1) \cdot p + 1},$$

где $k_1 = k_2 = k'$ – статический коэффициент передачи канала измерения мощности;

T_1, T_2 – постоянные времени апериодических звеньев;

$W_N(p)$ – передаточная функция канала измерения мощности;

p – оператор Лапласа.

Аналогично для канала измерения угловой скорости вала привода:

$$W_\omega(p) = \frac{k'' \cdot p \cdot (T_4 - T_3)}{T_3 \cdot T_4 \cdot p^2 + (T_4 + T_3) \cdot p + 1},$$

где $k'' = k_3 = k_4$ – статический коэффициент передачи канала измерения угловой скорости;

T_3, T_4 – постоянные времени апериодических звеньев вариационной структуры измерения угловой скорости.

Для структуры (рисунок 2.2) общая передаточная функция запишется в виде:

$$W(p) = \frac{W_N(p)}{W_\omega(p)} = \frac{\frac{k' \cdot p \cdot (T_2 - T_1)}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_2 + T_1) \cdot p + 1}}{\frac{k'' \cdot p \cdot (T_4 - T_3)}{T_3 \cdot T_4 \cdot p^2 + (T_4 + T_3) \cdot p + 1}} = X \cdot \frac{\tau_1^2 \cdot p^2 + 2 \cdot q \cdot \tau_1 \cdot p + 1}{\tau_2^2 \cdot p^2 + 2 \cdot s \cdot \tau_2 \cdot p + 1}, \quad (2.51)$$

$$\text{где } \frac{k'}{k''} = K; \quad \frac{T_2}{T_4} = \varepsilon; \quad \frac{T_1}{T_2} = m; \quad \frac{T_3}{T_4} = n;$$

$$\tau_1^2 = T_3 \cdot T_4; \quad \tau_2^2 = T_1 \cdot T_2; \quad T_4 + T_3 = 2 \cdot q \cdot \tau_1;$$

$$T_2 + T_1 = 2 \cdot s \cdot \tau_2;$$

$$K \cdot \varepsilon \cdot \frac{(1-m)}{(1-n)} = X.$$

По полученной передаточной функции измерителя крутящего момента можно получить частотную функцию путём использования преобразования Фурье:

$$F(j \cdot \omega) = X \cdot \left(\frac{\tau_1^2 \cdot \tau_2^2 \cdot \omega^4 + 4 \cdot q \cdot s \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot \omega^2 - \tau_2^2 \cdot \omega^2 - \tau_1^2 \cdot \omega^2 + 1}{\tau_2^4 \cdot \omega^4 + 2 \cdot \tau_2^2 \cdot \omega^2 \cdot (2 \cdot s^2 - 1) + 1} + j \cdot \frac{2 \cdot s \cdot \tau_2 \cdot \tau_1^2 \cdot \omega^3 - 2 \cdot q \cdot \tau_1 \cdot \tau_2^2 \cdot \omega^3 + 2 \cdot q \cdot \tau_1 \cdot \omega - 2 \cdot s \cdot \tau_2 \cdot \omega}{\tau_2^4 \cdot \omega^4 + 2 \cdot \tau_2^2 \cdot \omega^2 \cdot (2 \cdot s^2 - 1) + 1} \right). \quad (2.52)$$

Из частотной функции выделяем вещественную и мнимую части:

$$\text{Re}(\omega) = X \cdot \frac{\tau_1^2 \cdot \tau_2^2 \cdot \omega^4 + 4 \cdot q \cdot s \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot \omega^2 - \tau_1^2 \cdot \omega^2 - \tau_2^2 \cdot \omega^2 + 1}{\tau_2^4 \cdot \omega^4 + 2 \cdot \tau_2^2 \cdot \omega^2 \cdot (2 \cdot s^2 - 1) + 1}; \quad (2.53)$$

$$\operatorname{Im}(\omega) = X \cdot \frac{2 \cdot s \cdot \tau_2 \cdot \tau_1^2 \cdot \omega^3 - 2 \cdot q \cdot \tau_1 \cdot \tau_2^2 \cdot \omega^3 + 2 \cdot q \cdot \tau_1 \cdot \omega - 2 \cdot s \cdot \tau_2 \cdot \omega}{\tau_2^4 \cdot \omega^4 + 2 \cdot \tau_2^2 \cdot \omega^2 \cdot (2 \cdot s^2 - 1) + 1}. \quad (2.54)$$

По известным соотношениям [8] определим основные частотные характеристики вариационной структуры измерения крутящего момента.

Амплитудно-частотная характеристика:

$$A(\omega) = \sqrt{\operatorname{Re}^2(\omega) + \operatorname{Im}^2(\omega)}. \quad (2.55)$$

Фазо-частотная характеристика:

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\operatorname{Im}(\omega)}{\operatorname{Re}(\omega)}. \quad (2.56)$$

Амплитудно-фазо-частотная характеристика:

$$F(j \cdot \omega) = \operatorname{Re}(\omega) + j \cdot \operatorname{Im}(\omega) = A(\omega) \cdot e^{j \cdot \varphi(\omega)}. \quad (2.57)$$

Построение частотных характеристик произведено с использованием программы Microsoft Excel. Значения коэффициентов, соответствующие цвету кривых, приведены в приложении 1 в таблице 2.1.

В приложении 1 на рисунке 2.7 представлены амплитудно-частотные характеристики вариационной структуры при различных соотношениях

$$\frac{T_1}{T_2} = m \text{ и } \frac{T_3}{T_4} = n.$$

Из анализа амплитудно-частотной характеристики можно сделать следующие выводы.

Начальный участок характеристики определяется подавлением низкочастотного шума до верхних частот, которые могут быть заданы значениями постоянных времени каналов измерения T_1 , T_2 , T_3 и T_4 .

Нижнее пороговое значение частоты входного воздействия согласно основным положениям теории информации определяется отношением амплитуды полезного сигнала к шуму [18] и может быть определено по амплитудно-частотной характеристике. Согласно АЧХ в низкочастотной области характеристики до граничной частоты происходит интенсивное

подавление низкочастотных помех. С достижением граничной частоты и дальнейшим повышением частоты сигнала за счёт дифференцирующих свойств каналов измерения поднимается уровень выходного сигнала в связи с ростом коэффициента передачи измерителя. При этом следует отметить, что чем больше соотношение m и n , тем плавнее получается переход характеристики от нижней пороговой частоты до рабочего диапазона частот. Это объясняет изменением чувствительности вариационной структуры при изменениях отношения постоянных времени $\frac{T_1}{T_2} = m$.

В приложении 1 на рисунке 2.8 приведена фазо-частотная характеристика измерителя градиента крутящего момента. На ней, при переходе от нижней граничной частоты до рабочего диапазона частот, фаза выходного сигнала получает дополнительный сдвиг на угол π . Это свойство измерителя необходимо учитывать при построении регуляторов управления процессом бурения с целью исключения появления положительных обратных связей. При этом, более плавный поворот фазы выходного сигнала определяется с увеличением коэффициентов соотношения m и n .

Семейство амплитудно-фазо-частотных характеристик, представленное в приложении 1 на рисунке 2.9, наглядно иллюстрирует, что раствор характеристики, согласно графику, полностью определяется чувствительностью вариационной структуры, т. е., в итоге, коэффициентами отношений постоянных времени m и n . С уменьшением этих соотношений чувствительность каналов измерителя возрастает, и раствор характеристики увеличивается. Семейство кривых чётко подтверждает гипотезу об общем фазном сдвиге выходного сигнала на угол $+180^\circ$.

Для устойчивой работы измерителя, на базе проведённых исследований, требуется дополнительное согласование каналов измерения по частотным свойствам [69] для целей успешного его применения в системах оптимизации процесса бурения [75].

В приложении 2 на рисунке 2.10 приведена осциллограмма выходного сигнала измерителя градиента крутящего момента, выполненного по модели вариационных структур при отсутствии частотного согласования каналов измерения мощности и угловой скорости вращения буровой колонны, т. е. при условии $T_1 \neq T_3$ и $T_2 \neq T_4$. Испытания измерительной вариационной структуры проводились на опытной скважине фирмы «Элтех» г. Усинска, Республика Коми [19].

Канал измерения мощности, с целью подавления низкочастотного белого шума, настраивался в диапазоне верхних частот, а канал измерения угловой скорости работал в диапазоне $0,5 \div 10 \text{ с}^{-1}$. Подобное частотное рассогласование определило существенную разницу в длительности дифференцирующих импульсов каналов измерения, т. е. $\tau_{u_\omega} \gg \tau_{u_N}$, где τ_{u_ω} – длительность дифференцирующих импульсов канала измерения угловой скорости, а τ_{u_N} – длительность дифференцирующих импульсов канала измерения мощности.

Данное несоответствие определило также неравенство постоянных времени: $T_1 \ll T_3$ и $T_2 \ll T_4$. На осциллограмме чётко прослеживается возникновение коротких импульсов канала измерения мощности на фоне медленно меняющихся импульсов канала измерения угловой скорости. Следовательно, частотное согласование каналов измерителя градиента крутящего момента является одним из неперенных условий согласования его работы.

В приложении 2 на рисунке 2.11 приведена осциллограмма при согласовании параметров настройки, когда $T_1 \approx T_3$ и $T_2 \approx T_4$. На осциллограмме чётко отслеживается изменение градиента крутящего момента, соответствующее автоколебаниям бурильной колонны. Эти свойства полностью подтверждаются частотными характеристиками вариационной структуры.

2.5. Квазирезонанс в двухвходовых структурах деления

Структура двухвходовых систем контроля определяется двумя каналами измерения, выходы которых подключаются к функциональному блоку, выполняющему ту или иную функциональную операцию между результатами двух отдельных измерений. Наиболее целесообразно использование двухвходовых систем контроля для целей измерения крутящих моментов. В этом случае в качестве функционального блока используется блок деления одного результата измерения (мощности) на другой (угловую скорость вращения выходного вала привода). Каналы измерения системы представляют собой вариационные структуры [61], выполненные в виде апериодических звеньев с встречно параллельным их включением (рисунок 3.19).

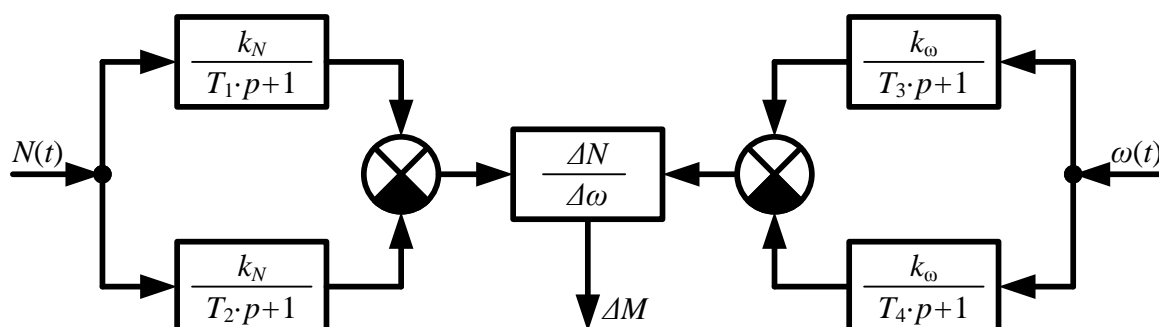


Рисунок 2.12 – Структура двухвходовой системы контроля крутящего момента

На выходе блока деления с функционального блока имеем динамическое приращение крутящего момента, определяемое отношением:

$$\Delta M = \frac{\Delta N}{\Delta \omega},$$

где ΔN – динамическое приращение мощности двигателя привода бурильной колонны;

$\Delta \omega$ – динамическое приращение угловой скорости на выходном валу привода.

Передаточные функции каналов измерения двухвходовой системы контроля параметров бурения определяются передаточными функциями вариационных структур этих каналов [62]:

$$W_N(p) = \frac{k_N \cdot (T_2 - T_1) \cdot p}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1}; \quad (2.58)$$

$$W_\omega(p) = \frac{k_\omega \cdot (T_4 - T_3) \cdot p}{T_3 \cdot T_4 \cdot p^2 + (T_3 + T_4) \cdot p + 1}, \quad (2.59)$$

где $W_N(p)$ – передаточная функция вариационной структуры канала измерения мощности;

k_N – статический коэффициент передачи вариационной структуры канала измерения мощности;

T_1, T_2 – постоянные времени вариационной структуры канала измерения мощности;

$W_\omega(p)$ – передаточная функция канала измерения угловой скорости;

k_ω – статический коэффициент передачи вариационной структуры канала измерения угловой скорости;

T_3, T_4 – постоянная времени аperiodических звеньев вариационной структуры канала измерения угловой скорости;

Учитывая функциональное преобразование выходных величин каналов измерения общая передаточная функция системы записывается в виде [11]:

$$W(p) = \frac{W_N(p)}{W_\omega(p)} = \frac{k_N \cdot (T_2 - T_1)}{k_\omega \cdot (T_4 - T_3)} \cdot \frac{T_3 \cdot T_4 \cdot p^2 + (T_3 + T_4) \cdot p + 1}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1}. \quad (2.60)$$

Следует отметить отсутствие оператора Лапласа p в числителе передаточной функции (2.60), что говорит о том, что свойство дифференцирования присущее каналам измерения по передаточным функциям 2.58 и 2.59 в общей структуре средства измерения теряется. Отсюда, выходная координата блока деления будет определяться статическими (установившимися) значениями параметров: $\Delta M = \Delta N / \Delta \omega$, что является важнейшим преимуществом вариационных структур.

Частотные функции каналов измерения могут быть получены на базе передаточных функций (2.58 и 2.59) этих каналов с использованием преобразования Фурье [47]:

$$W_N(j \cdot \omega) = \frac{k_N \cdot (T_2 - T_1) \cdot j \cdot \omega}{T_1 \cdot T_2 \cdot (j \cdot \omega)^2 + (T_2 + T_1) \cdot j \cdot \omega + 1} =$$

$$= \frac{k_N \cdot (T_2 - T_1) \cdot (T_2 + T_1) \cdot \omega^2}{(1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)^2 + (T_2 + T_1)^2 \cdot \omega^2} + j \cdot \frac{k_N \cdot (T_2 - T_1) \cdot \omega \cdot (1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)}{(1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)^2 + (T_2 + T_1)^2 \cdot \omega^2}; \quad (2.61)$$

$$W_\omega(j \cdot \omega) = \frac{k_\omega \cdot (T_4 - T_3) \cdot j \cdot \omega}{T_1 \cdot T_2 \cdot (j \cdot \omega)^2 + (T_2 + T_1) \cdot j \cdot \omega + 1} =$$

$$= \frac{k_\omega \cdot (T_4 - T_3) \cdot (T_4 + T_3) \cdot \omega^2}{(1 - T_4 \cdot T_3 \cdot \omega^2)^2 + (T_4 + T_3)^2 \cdot \omega^2} + j \cdot \frac{k_\omega \cdot (T_4 - T_3) \cdot \omega \cdot (1 - T_4 \cdot T_3 \cdot \omega^2)}{(1 - T_4 \cdot T_3 \cdot \omega^2)^2 + (T_4 + T_3)^2 \cdot \omega^2}, \quad (2.62)$$

где $W_N(j \cdot \omega)$ – частотная функция канала измерения мощности системы контроля параметров;

$W_\omega(j \cdot \omega)$ – частотная функция канала измерения угловой скорости выходного вала;

$$\text{Re}_N(\omega) = \frac{k_N \cdot (T_2 - T_1) \cdot (T_2 + T_1) \cdot \omega^2}{(1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)^2 + (T_2 + T_1)^2 \cdot \omega^2} - \text{вещественная часть}$$

частотной функции канала измерения мощности двигателя привода;

$$\text{Re}_\omega(\omega) = \frac{k_\omega \cdot (T_4 - T_3) \cdot (T_4 + T_3) \cdot \omega^2}{(1 - T_4 \cdot T_3 \cdot \omega^2)^2 + (T_4 + T_3)^2 \cdot \omega^2} - \text{вещественная часть}$$

частотной функции канала измерения угловой скорости;

$$\text{Im}_N(\omega) = \frac{k_N \cdot (T_2 - T_1) \cdot \omega \cdot (1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)}{(1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)^2 + (T_2 + T_1)^2 \cdot \omega^2} - \text{мнимая составляющая}$$

частотной функции канала измерения мощности;

$$\text{Im}_\omega(\omega) = \frac{k_\omega \cdot (T_4 - T_3) \cdot \omega \cdot (1 - T_4 \cdot T_3 \cdot \omega^2)}{(1 - T_4 \cdot T_3 \cdot \omega^2)^2 + (T_4 + T_3)^2 \cdot \omega^2} - \text{мнимая составляющая}$$

частотной функции канала измерения угловой скорости;

$j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица;

ω – текущее значение частоты измеряемых воздействий.

Частотные характеристики каналов измерения на базе частотных функций (2.61; 2.62) запишутся в виде [5]:

$$A_N(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re}_N(\omega))^2 + (\operatorname{Im}_N(\omega))^2}; \quad (2.63)$$

$$A_\omega(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re}_\omega(\omega))^2 + (\operatorname{Im}_\omega(\omega))^2}; \quad (2.64)$$

$$\varphi_N(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}_N(\omega)}{\operatorname{Re}_N(\omega)}; \quad (2.65)$$

$$\varphi_\omega(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}_\omega(\omega)}{\operatorname{Re}_\omega(\omega)}, \quad (2.66)$$

где $A_N(\omega)$ – амплитудо–частотная характеристика канала измерения мощности;

$A_\omega(\omega)$ – амплитудо-частотная характеристика канала измерения угловой скорости;

$\varphi_N(\omega)$ – фазо-частотная характеристика канала измерения мощности;

$\varphi_\omega(\omega)$ – фазо-частотная характеристика канала измерения угловой частоты.

При анализе мнимых составляющих частотных функций можно сделать вывод, что при равенстве $T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2 = 1$ и $T_3 \cdot T_4 \cdot \omega^2 = 1$ мнимые составляющие частотных функций обращаются в ноль. Назовем это событие квазирезонансом каналов измерения при котором:

$$\operatorname{Im}_N(\omega) = \frac{k_N \cdot (T_2 - T_1) \cdot \omega \cdot (1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)}{(1 - T_1 \cdot T_2 \cdot \omega^2)^2 + (T_2 + T_1)^2 \cdot \omega^2} = 0, \quad (2.67)$$

$$\operatorname{Im}_\omega(\omega) = \frac{k_\omega \cdot (T_4 - T_3) \cdot \omega \cdot (1 - T_4 \cdot T_3 \cdot \omega^2)}{(1 - T_4 \cdot T_3 \cdot \omega^2)^2 + (T_4 + T_3)^2 \cdot \omega^2} = 0. \quad (2.68)$$

Этому событию соответствует частоты, равные:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{T_1 \cdot T_2}}; \quad (2.69)$$

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{T_3 \cdot T_4}}, \quad (2.70)$$

где ω_{01} – частота квазирезонанса канала измерения мощности;
 ω_{02} – частота квазирезонанса канала измерения угловой скорости.

Учитывая (2.69; 2.70) для частотных характеристик вариационных структур каналов измерения можно записать:

$$A_N(\omega) = \sqrt{(\text{Re}_N(\omega))^2 + (\text{Im}_N(\omega))^2} = \text{Re}_N(\omega) = k_N \cdot \frac{T_2 - T_1}{T_2 + T_1}; \quad (2.71)$$

$$A_\omega(\omega) = \sqrt{(\text{Re}_\omega(\omega))^2 + (\text{Im}_\omega(\omega))^2} = \text{Re}_\omega(\omega) = k_\omega \cdot \frac{T_4 - T_3}{T_4 + T_3}; \quad (2.72)$$

$$\varphi_N(\omega) = \arctg \frac{\text{Im}_N(\omega)}{\text{Re}_N(\omega)} = 0; \quad \varphi_\omega(\omega) = \arctg \frac{\text{Im}_\omega(\omega)}{\text{Re}_\omega(\omega)} = 0.$$

Согласно выражениям (2.71 и 2.72) можно записать логарифмическую амплитудно-частотную характеристику каналов измерения:

$$L_N(\omega) = 20 \cdot \lg k_N + 20 \cdot \lg(T_2 - T_1) - 20 \cdot \lg(T_2 + T_1); \quad (2.73)$$

$$L_\omega(\omega) = 20 \cdot \lg k_\omega + 20 \cdot \lg(T_4 - T_3) - 20 \cdot \lg(T_4 + T_3). \quad (2.74)$$

Амплитудно-частотная характеристика двухвходовой системы контроля с учетом функционального блока деления на выходе примет вид:

$$A(\omega) = \frac{A_N(\omega)}{A_\omega(\omega)} = \frac{k_N}{k_\omega} \cdot \frac{(T_2 - T_1) \cdot (T_4 + T_3)}{(T_2 + T_1) \cdot (T_4 - T_3)}. \quad (2.75)$$

Отсюда, логарифмическая амплитудно-частотная характеристика:

$$\begin{aligned} L_N(\omega) &= 20 \cdot \lg A_N(\omega) - 20 \cdot \lg A_\omega(\omega) = \\ &= 20 \cdot \lg k_N + 20 \cdot \lg(T_2 - T_1) - 20 \cdot \lg(T_2 + T_1) - 20 \cdot \lg k_\omega - 20 \cdot \lg(T_4 - T_3) + 20 \cdot \lg(T_4 + T_3), \end{aligned} \quad (2.76)$$

т. е. уровень амплитудно-частотной характеристики от частоты не зависит, и характеристика имеет вид прямой параллельной оси частот с уровнем равным выражению (2.76).

Для фазо-частотной характеристики системы в целом справедливо:

$$\varphi(\omega) = \varphi_N(\omega) - \varphi_\omega(\omega) = 0,$$

Рассмотрим конкретный пример квазирезонанса в двухвходовой системе контроля параметров бурения. При этом будем считать, что частота квазирезонанса для обоих каналов измерения одинакова, т. е.

$$\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_0.$$

Для выполнения этого условия необходимо соблюдение равенства:

$$\frac{1}{\sqrt{T_1 \cdot T_2}} = \frac{1}{\sqrt{T_3 \cdot T_4}}.$$

Наиболее рациональным значением для постоянных времени апериодических звеньев канала измерения мощности двигателя привода бурильной колонны будут значения, определяемые инерционными свойствами этого двигателя [28]. Исходя из условия максимальной чувствительности канала измерения и учитывая инерционность процесса измерения [60] определим значение постоянной времени первого апериодического звена порядка 0,1 секунды, т. е. $T_1 = 0,1$ с. Из условия оптимальных соотношений постоянных времени апериодических звеньев вариационной структуры выберем это соотношение [61] равным 0,1, т. е. $\frac{T_1}{T_2} = m = 0,1$. Отсюда, постоянная времени второго апериодического звена равна $T_2 = 1$ с. Найдем частоту квазирезонанса вариационной структуры канала измерения мощности:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{T_1 \cdot T_2}} = \frac{1}{\sqrt{0,1 \cdot 1}} = 3,162 \text{ с}^{-1}.$$

Учитывая условия равенства частот:

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{T_3 \cdot T_4}} = 3,162 \text{ с}^{-1}.$$

Для канала измерения угловой скорости вала привода согласно [4] оптимальным значением постоянной времени первого апериодического звена

вариационной структуры является значение 0,05 секунды, т. е. $T_3 = 0,05$ с. Из соотношения равенств частот квазирезонанса каналов измерения находим значение второй постоянной времени $T_4 = 2$ с.

Запишем логарифмическую амплитудно-частотную характеристику системы контроля для данных численных значений постоянных времени:

$$\begin{aligned} L_N(\omega) &= 20 \cdot \lg k_N + 20 \cdot \lg(0,9) - 20 \cdot \lg(1,1) - 20 \cdot \lg k_\omega - 20 \cdot \lg(1,95) + 20 \cdot \lg(2,05) = \\ &= 20 \cdot \lg k_N - 20 \cdot \lg k_\omega - 1,309. \end{aligned}$$

Так как согласно [50] и [57] статические коэффициенты передачи каналов измерения приближаются к единице, $k_N \approx 1$; $k_\omega \approx 0,9$, то $20 \cdot \lg k_N - 20 \cdot \lg k_\omega = 0,915$. Отсюда, уровень $L_N(\omega) = -0,393$ дБ, т. е. ЛАЧХ пройдет на уровне $-0,393$ дБ параллельно оси частот (рисунок 2.13).

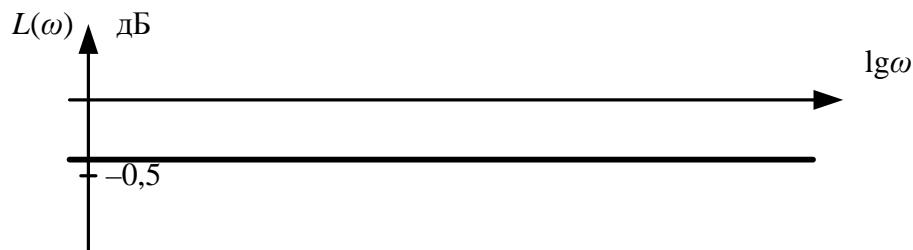


Рисунок 2.13 – Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика двухчасовой системы контроля при квазирезонансе

Из проведенного анализа следует, что в режиме квазирезонанса двухвходовые системы контроля параметров не вносят ни амплитудно-частотных ни фазо-частотных искажений в сигнал измеряемой информации. Следовательно, двухвходовые системы, как средства измерения, могут быть с успехом использованы для компенсации автоколебаний методом противофазного управления (способ Ягубова-Перминова [58]).

В приложении 1 на рисунке 2.14 приведены логарифмические амплитудно-частотные характеристики двухвходовой системы контроля при отсутствии квазирезонанса совместного для обоих каналов измерения, т. е. $\omega_{01} \neq \omega_{02} = \omega_0$, при этом, максимальный всплеск искажений наблюдается при коэффициенте отношения постоянных времени $\frac{T_1}{T_2} = m = 0,1$ с последующим

затуханием коэффициента передачи на 2,0 дБ. Амплитудно-частотные искажения определяются параметрами настройки T_1 ; T_2 ; T_3 ; T_4 , которые определяют диапазон частот наступления квазирезонанса в первом или втором каналах $\Delta\Omega = \omega_2 - \omega_1$.

Таким образом, использовать двухвходовую систему контроля в этом частотном диапазоне нельзя из-за существенных частотных искажений.

В приложении 1 на рисунке 2.15 приведены логарифмические фазочастотные характеристики двухвходовой системы контроля при несовпадении частот квазирезонанса измерительных каналов. Из анализа следует, что с увеличением неравенства $\omega_{01} > \omega_0$ вносится положительный фазный сдвиг, достигающий значений близких к 90° . При уменьшении этого неравенства и при $\omega_{01} < \omega_0$ меняется полярность фазного угла.

Выводы:

1. Построение двухвходовых структур на базе вариационных схем возможно по принципу конструирования с использованием функциональной зависимости получения результата измерения.
2. Метрологические свойства двухвходовых структур определяются видом функции получения результата измерения при косвенных измерениях, т.е. видом их построения.
3. В случае построения двухвходовых структур деления погрешности измерения являются минимальными.
4. Недостатком двухвходовых структур является обязательное наличие динамических погрешностей.
5. Динамическая погрешность канала измерения двухвходовых систем контроля зависит от формы сигнала измерения.
6. Для гармонических сигналов измерения динамическая погрешность складывается из двух составляющих: амплитудной и фазовой.

7. При скачкообразном входном сигнале динамическая погрешность определяется инерционностью канала измерения. Здесь, усредненная постоянная времени полностью определяет время считывания результата измерения для минимального значения динамической погрешности.

8. В случае входного сигнала произвольной формы динамическая погрешность определяется суммой реакций канала измерения на составляющие входного воздействия.

9. Для получения достоверных значений отслеживания динамических характеристик крутящего момента с использованием вариационной системы измерения необходимо согласование канала измерения мощности двигателя и канала измерения угловой скорости вращения выходного вала по частотным свойствам, при котором постоянные времени инерционных звеньев попарно приближаются по своим значениям друг к другу, т. е. $T_1 \approx T_3$ и $T_2 \approx T_4$.

10. С увеличением чувствительности каналов измерения (уменьшением коэффициентов отношения постоянных времени инерционных звеньев m и n) увеличивается разброс амплитудно-фазо-частотной характеристики, т. е. возрастает её модуль, но с изменением частоты его изменение неравномерно и характеризуется как отрицательными значениями затухания, так и положительными всплесками. Неравномерность АЧХ в рабочем диапазоне частот существенно снижает возможности применения измерителя. Однако этот недостаток может быть устранён путём изменения коэффициентов отношения m и n .

11. При высокой чувствительности каналов измерения происходит знакопеременное изменение фазы выходного сигнала, что может ограничить использование измерителя в системах управления, но меняя коэффициенты отношения m и n можно устранить и этот недостаток.

12. Нижняя пороговая частота диапазона измерения определяется постоянными времени T_1 , T_2 , T_3 и T_4 . Этими же значениями определяется и частотный диапазон подъёма модуля частотных характеристик.

13. Чем больше разность постоянных времени T_1 и T_2 , T_3 и T_4 , тем больше частотный диапазон подъёма характеристик. Следовательно, для оптимизации измерения эту разность необходимо уменьшить, но это приводит к противоречию требованиям чувствительности.

14. Оптимальными параметрами настройки измерителя, с помощью которых могут быть заданы любые частотные свойства, применительно к системе управления процессом [78] являются коэффициенты отношения m и n , постоянные времени T_1 , T_2 , T_3 , T_4 и коэффициенты передачи каналов k' и k'' .

15. Общий коэффициент передачи измерителя в целом определяется отношением коэффициентов $\frac{k'}{k''} = K$, следовательно, для увеличения коэффициента передачи необходимо соблюдение неравенства $k' \gg k''$.

16. При квазирезонансе в обоих каналах измерения двухвходовой системы контроля полностью устраняются амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения.

17. Двухвходовая система контроля в режиме квазирезонанса может быть с успехом использована как средство выделения гармонической составляющей мощности при измерении её динамических приращений.

18. Получение режима квазирезонанса в двухвходовой системе контроля не составляет значительных затруднений и может быть получено путем изменения параметров настройки апериодических звеньев вариационных структур.

3. Реализация двухвходовых структур деления

Проведенный анализ двухвходовых структур позволяет перейти к синтезу реальных средств измерения с использованием вариационных структур как основной базы построения. Синтез средств измерения рассмотрим на примере двухвходовых структур деления, т.е. структур осуществляющих косвенные измерения получения результата по функциональной зависимости вида: $Y = x_1/x_2$. Такие средства измерения возможны для проведения измерений например: динамических приращений крутящего момента привода, для измерения динамических приращений электрических сопротивлений и т.д.

Общие свойства двухвходовых структур деления подробно рассмотрены ранее, поэтому вопросы их синтеза не составят большого труда. Главной задачей при синтезе средств измерения ставится задача их назначения при решении которой определяются сопутствующие характеристики прибора.

3.1 Синтез двухвходовой структуры при косвенных измерениях крутящего момента

Вариационная структура измерения крутящего момента [14,16] при непосредственном измерении крутящего момента по валу привода буровой установки характеризуется двумя существенными недостатками:

Во-первых ситуация появлений неопределённости при постоянном потреблении мощности приводом, либо скорости вращения выходного вала,

$$\frac{dN}{dt}=0 \text{ либо } \frac{d\omega}{dt}=0;$$

Во-вторых отсечка низкочастотных сигналов при определенном значении нижней граничной частоты, т.е. $Y(t)=0$ при $\omega \rightarrow \omega_{гр} = \frac{1}{T_{гр}}$.

Для исключения этих недостатков авторами предлагается коррекция канала измерения. Синтез скорректированной вариационной структуры рассмотрим на примере привода с двигателем постоянного тока независимого возбуждения. С этой целью систему механических уравнений бурильной колонны для двухмассовой модели [124] дополним электрическими и электромеханическими уравнениями, описывающими динамику двигателя постоянного тока (ДПТ).

Для якорной цепи:

$$U_{\text{я}}(t) - I_{\text{я}}(t)R_{\text{яц}} - L_{\text{яц}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} = E_{\text{дпт}}(t) \quad (3.1)$$

Учитывая, что

$$E_{\text{дпт}}(t) = K\Phi(t) * \omega(t) \quad (3.2)$$

Получим

$$U_{\text{я}}(t) - I_{\text{я}}(t)R_{\text{яц}} + T_{\text{дпт}}R_{\text{яц}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} = \Phi(t) \wedge \omega_1(t) \quad (3.3)$$

Для цепи возбуждения

$$U_{\text{в}}(t) - I_{\text{в}}(t)R_{\text{в}} - L_{\text{в}} \frac{dI_{\text{в}}}{dt} = 0 \quad (3.4)$$

Где все величины с индексом «В» относятся к уели возбуждения. Вводя в рассмотрение постоянную возбуждения

$$T_{\text{в}} = \frac{L_{\text{в}}}{R_{\text{в}}},$$

Получаем:

$$U_{\text{в}}(t) - I_{\text{в}}(t)R_{\text{в}} - T_{\text{в}}R_{\text{в}} \frac{dI_{\text{в}}}{dt} = 0 \quad (3.5)$$

В выражениях 3.1-3.5 приняты следующие обозначения:

M_{12} - момент упругого взаимодействия;

C_{12} - коэффициент упругости;

B_{12} - коэффициент вязкого трения;

ω_1 ; ω_2 - угловые скорости вращения верхний и нижний частей бурильной колонны;

$M_{\text{стр}}$ - момент сухого трения;

$M_{\text{втр}}$ - момент вязкого трения;

$L_{тр}$ - длина бурильной колонны;
 q - масса единицы длины трубы;
 D, d - внешний и внутренний диаметр трубы;
 J - момент инерции;
 $U_{я}$ - напряжение на цепи якоря ДПТ;
 $I_{я}$ - ток якорной цепи;
 $R_{яц}$ - сопротивление якорной цепи;
 $L_{яц}$ - индуктивность якорной цепи;
 Φ - магнитный поток;
 ω - угловая скорость якоря;
 K - коэффициент передачи по ЭДС;
 $U_{в}$ - напряжение цепи возбуждения;
 $I_{в}$ - ток возбуждения;
 $R_{в}$ - сопротивление цепи возбуждения;
 $L_{в}$ - индуктивность цепи возбуждения;
 $T_{я}; T_{в}$ - соответствующие постоянные времени.

Подученной системе уравнений соответствует структурная схема, приведенная на рисунке 3.1.

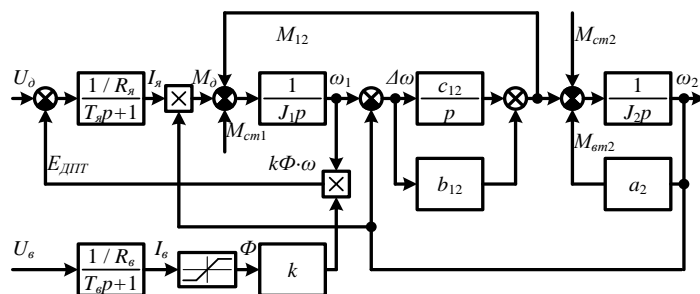


Рисунок 3.1 - Структурная схема привода с упругой вязкостью между ведущим валом и рабочим органом

Вариационная структура измерения крутящего момента упругого взаимодействия M_{12} по косвенному методу может быть синтезирована в классе наблюдающих устройств пониженного порядка (редуцированных наблюдателей) [12]. Это возможно, так как нет необходимости

восстанавливать все координаты привода, а две из них могут непосредственно измеряться (скорость ω , и ток якоря I_a).

Для получения исходного уравнения синтеза предполагаем, что буровой привод управления в I зоне и $\Phi(t)=\text{const}=\Phi_n$ (номинальный поток). Тогда в соответствии со структурной схемой (рисунок 3.1) получим:

$$I_a \Phi_n - \frac{C_{12}}{p} (\omega_1 - \omega_2) - M_{\text{стр}} = J_1 * p \omega_1, \quad (3.6)$$

откуда

$$M_{12} = I_a \Phi_n - M_{\text{стр}} - J_1 * p \omega_1, \quad (3.7)$$

Согласно (3.7) для синтеза вариационной структуры косвенного измерения крутящего момента (ВСКИ) необходимо иметь оценки якорного тока I_a и скорости ведущего вала ω_1 . Структура измерителя показана на рисунке 3.2.

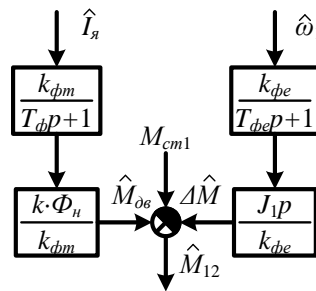


Рисунок 3.2 - Структура ВСКИ.

Структура по рисунку 3.2 кроме операций, предусмотренный по выражению (3.8) реализует операции фильтра верхних и нижних частот.

В канале обработки сигнала тока показан фильтр нижних частот (ФНЧ) первого порядка с передаточной функцией вида:

$$W_{\text{ФНЧ}}^I(p) = \frac{K_{\text{ФТ}}}{T_{\text{ФТ}}p + 1}, \quad (3.8)$$

Где $T_{\text{ФТ}}$ - постоянная фильтрация тока якоря. В канале обработки сигнала скорости:

$$W_{\text{ФНЧ}}^\omega(p) = \frac{K_{\text{ФЕ}}}{T_{\text{ФЕ}}p + 1}, \quad (3.9)$$

Где $T_{\text{ФЕ}}$ - постоянная фильтрации тока I_1 .

Величина $T_{фт}$ выбирается в зависимости от типа датчика тока (DT), либо исходя из условия качественного выпрямления атомов от трансформатора тока на чистоте 50 Гц, либо из условия достаточного подавления несущего колебания, в датчиках с высокочастотным преобразователем ($f_n=10 \dots 100\text{кГц}$). В последнем случае, величина $T_{фт}$ получается на несколько порядков меньше, чем в первой. С другой стороны, значение $T_{фе}$ выбирается из условия достаточного подавления (на $15 \div 25 \text{ dB}$) коммутаторных, зубцовых и оборотных пульсаций тахогенератора (BR). В результате, в большинстве случаев соблюдается неравенство:

$$T_{фе} > T_{фт}$$

Как видно из рисунка 3.2, структура измерителя предусматривает наличие дифференцирующего звена, что предопределяет отсечку низкочастотного диапазона входных сигналов с некоторой граничной частоты $f_{нгр}$. Избавиться от этого недостатка можно на основе эквивалентного преобразования передаточной функции канала измерения скорости:

$$W_{кс}(p) = \frac{J_1 p}{T_{фс} p + 1} = \frac{J_1}{T_{фс}} \cdot \frac{J_1 / T_{фс}}{T_{фс} p + 1}. \quad (3.10)$$

Таким образом, реальное дифференцирование в канале скорости логично получить на основе встречно-параллельно соединения пропорционального и инерционного звеньев. Модернизированная структура ВСКИ показана на рисунке 3.3.

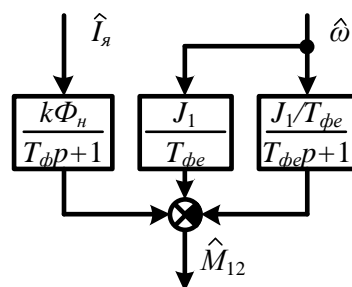


Рисунок 3.3 - Модернизированная структура ВСКИ

Динамические свойства измерителя могут быть охарактеризованы передаточной функцией:

$$W_{\text{BCKH}}(p) = \frac{M_{12}(p)}{F(p)I(p)\omega_1(p)} \quad (3.11)$$

Реализация такого устройства затруднена, т.к.:

- достижение такого равенства на практике невозможно;
- быстродействие канала тока пришлось бы снизить до быстродействия канала скорости, что может отрицательно сказаться на величине динамической ошибки.

На основе (3.12) логично найти дисперсию оценки M_{12} с целью анализа случайной ошибки измерения $\delta_{ca}=\sqrt{Dm}$. Для этого предположим, что $M_{12}(t)$ -возмущение типа низкочастотного белого шума со спектральной плотностью:

$$\begin{cases} S_m(\omega) = S_0/|\omega| \leq \omega_{гр} \\ S_m = 0/|\omega| > \omega_{гр} \end{cases} \quad (3.14)$$

Тогда

$$Dm = \frac{1}{m} \int_{-\omega_{гр}}^{\omega_{гр}} \frac{S_m(\omega) * |F\{M_{12}(t)\}|^2}{(F\{M_{12}(t)\})^2} d\omega, \quad (3.15)$$

Где F - символ преобразования функции.

При задании $S_0=1$, с учетом (3.14) получим

$$D_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_{гр}} \frac{1+c_2\omega^2+c_4\omega^4+c_6\omega^6}{1+d_2\omega^2+d_4\omega^4+d_6\omega^6+d_8\omega^8} d\omega, \quad (3.16)$$

Где

$$c_2 = -2a_2 + a^2;$$

$$c_4 = a_2^2 - 2a_3a_1;$$

$$c_6 = a_3^2;$$

$$d_2 = -2B_2 + B_1^2;$$

$$d_4 = 2B_4 + B_2^2 - 2B_3B_1;$$

$$d_6 = -2B_4B_2 + B_3^2;$$

$$d_8 = B_4^2.$$

Аналитическое вычисление D_m по выражению (3.16) в общем виде неэффективно, так как приводит к трудно интерпретируемому результату. В этой связи статическая точность измерения крутящего момента оценивалась численно. В качестве оцениваемой характеристики был выбран логарифмический коэффициент шума измерителя:

$$Y = 10 \lg \frac{D_M(\omega_{гр}, n, \omega_{ср.фнч})}{D_M(\omega_{гр}, g_0)} [\text{dB}], \quad (3.17)$$

где D_M - дисперсия случайного возмущения на входе. Для нахождения Y осуществлялось численное интегрирование (3.17) при заданных конкретных параметров буровой установки с двигателем типа ПС-152-8К:

$$N = 710 \text{ кВт}; U_H = 750 \text{ В};$$

$$I_H = 1010 \text{ А}; n = 100 \text{ об/мин};$$

$$U_B = 220/110 \text{ В}; I_B = 14 \text{ А};$$

$$\eta = 93 \% \text{ (к.п.д)} R_H = 0,0088 \text{ ом}$$

Расчёт Y проводится в программной среде в зависимости от T_ϕ (при $I = 2,0 \text{ кг/м}^2$). Получаемая зависимость показана на рисунке 3.5.

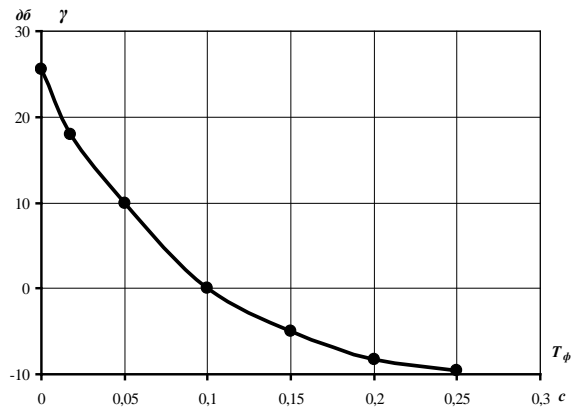


Рисунок 3.5 – Зависимость коэффициента шума от постоянной фильтрации T_ϕ .

Из графика видно, что при $T_\phi \geq 0,1$ с мощность шума на выходе ВСКИ меньше мощности шума на входе. На основании этого факта можно производить целенаправленный выбор инерционности фильтров измерителя.

Предложено имитационное математическое моделирование с использованием программы пакета CSSE, предназначенных для истинного решения систем дифференциальных уравнений, описывающих динамические системы.

В модели реализуется методика Монте-Карло, согласно которой система (т.е. модель привода и измеритель) возбуждаются псевдослучайным

воздействие, а затем по реализациям координат определяются основные детерминированные и стохастические характеристики систем.

Эта система соответствует уравнениям (3.16-3.17), записанным в естественной форме. Модель имеет две особенности:

1. Основные воздействия на систему $M_{стр2}(t)$ (рисунок 3.5) моделируются как сумма полосноограниченного (низкочастотного) белого шума с дискретным, электрическим спектром и ступенчатым воздействием $M_{стр2} * 1(t)$:

$$M_{стр2}(t) = M_{стр2} * 1(t) + M' \sum_{i=1}^N \sin(2\pi f_i t + \varphi_0), \quad (3.18)$$

Где $M' = 0,5 \dots 0,95 M_{стр2}$ – амплитуда колебаний;

$N = 5 \dots 25$ – число спектральных компонентов.

2. Для оценки качества работы ВСКН предусмотрен вычислитель относительной среднеквадратической ошибки (СКО), формирующий сигнал:

$$\delta_{ско} = \frac{1}{t} \int_0^t \frac{M_{12}(t) - M'_{12}(t)^2}{M_{12}^2} dt, \quad (3.19)$$

где $M_{12}(t)$ – момент упругого взаимодействия в системе;

$M'_{12}(t)$ – оценка этого момента формируется ВСКИ.

С использованием блочной модели производилось исследование динамической точности измерителя. Для этого изменялись два основных влияющих фактора:

1. Абсолютная ошибка задания момента инерции $\Delta J_1 = J_1 - J_1'$ (где J_1 – истинное значение момента инерции; J_1' – оценка, вводимая в модель ВСКИ).

2. Разности постоянных времени $\Delta T = T_{фе} - T_{фт}$.

Соответственно, в результате проведения вычислительных экспериментов, получены зависимости:

$$\Delta_{ско} = F_1(\Delta J_1) | \Delta T_1 = \theta_1 \dots \theta_2;$$

$$\Delta_{ско} = F_2(\Delta T) | \Delta J_1 = \Delta J_1' \dots \Delta J_1'',$$

Где $\theta_1 \dots \theta_2$ – интервал варьирования ΔT ;

$\Delta J_1' \dots \Delta J_1''$ – интервал варьирования ΔJ .

На рисунках 2.46 и 2.47 представлены графики.

Таким образом, полная погрешность измерения M_{12} в описанном измерителе (применительно к основной реализации) может быть выражена суммой:

$$\delta_{\text{ан}} = \delta_{\text{ско}}(\Delta J_1, \Delta T) + \sqrt{D_M}, \quad (3.20)$$

Где D_M – дисперсия оценки M_{12} , определяемая по графику (рисунок 2.58);

$\sqrt{D_M}$ – случайная ошибка (СКО) измерения M_{12} ;

$\Delta_{\text{ско}}(\Delta J_1, \Delta T)$ – детерминированная ошибка измерения (рисунок 3.6 и 3.7).

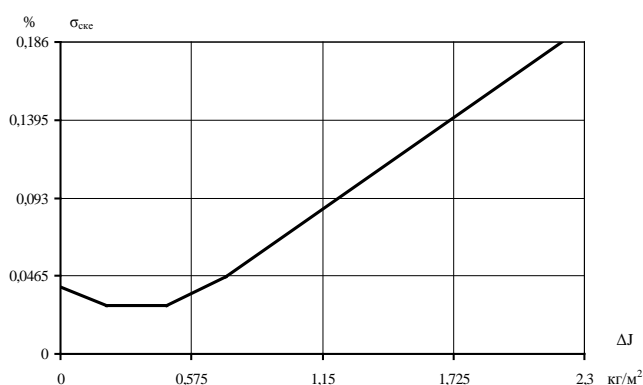


Рисунок 3.6 – Зависимость СКО, ВСКИ от неточности задания момента инерции

Полученная, с учётом сделанных замечаний, оценка величины $\delta_{\text{ан}} \approx 0,0087$ (или 1%, в процентном выражении) позволяет утверждать, что синтезированная вариационная структура косвенных измерений крутящего момента ВСКИ является метрологически приемлемой.

Синтезированный измеритель применим не только для работы с электроприводом постоянного тока, но и с любым механическим приводом способствующим проведение измерения его мощности в электрическую величину.

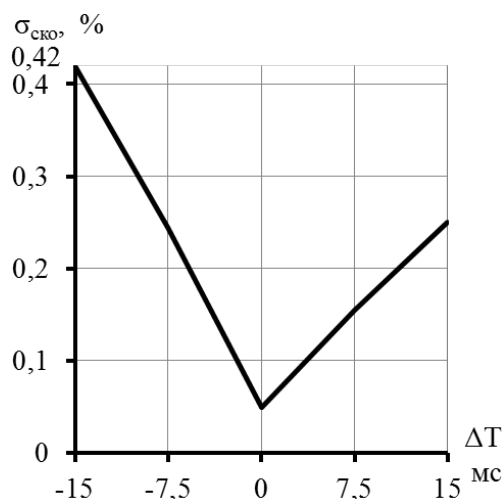


Рисунок 3.7 – Зависимость СКОВ ВСКИ от разности постоянных фильтрации

3.2. Способ выделения и измерения динамических составляющих крутящего момента

Функциональная схема метода измерения динамических составляющих крутящего момента на валу двигателя привода приведена на рисунке 3.8.

Численное значение результата измерения крутящего момента $M_{\text{кр}} = \frac{N}{\omega}$, является результатом частных измерений мощности двигателя и угловой скорости вращения его вала.

Для реализации метода измерения динамических составляющих крутящего момента на валу двигателя привода, в качестве средства измерения, а в дальнейшем и авторегулятора управления процессом углубления скважины, возможно применение любого типового контроллера.

Измерительные датчики мощности двигателя привода и угловой скорости приводного вала определяются видом и типом применяемого двигателя. Например, если в качестве двигателя привода применяется электродвигатель постоянного тока, то датчиками мощности целесообразно взять совокупность измерительных трансформаторов датчиков тока (ДТ) и напряжения (ДН) типа ДТХ и ДНХ. Далее необходимо произвести

перемножение их результатов непосредственно в контроллере в блоке умножения (БУ) и получить масштабное значение мощности.

Для определения угловой скорости вала привода возможно использование тахогенераторов типа ТГХ или других датчиков угловой скорости (ДУС).

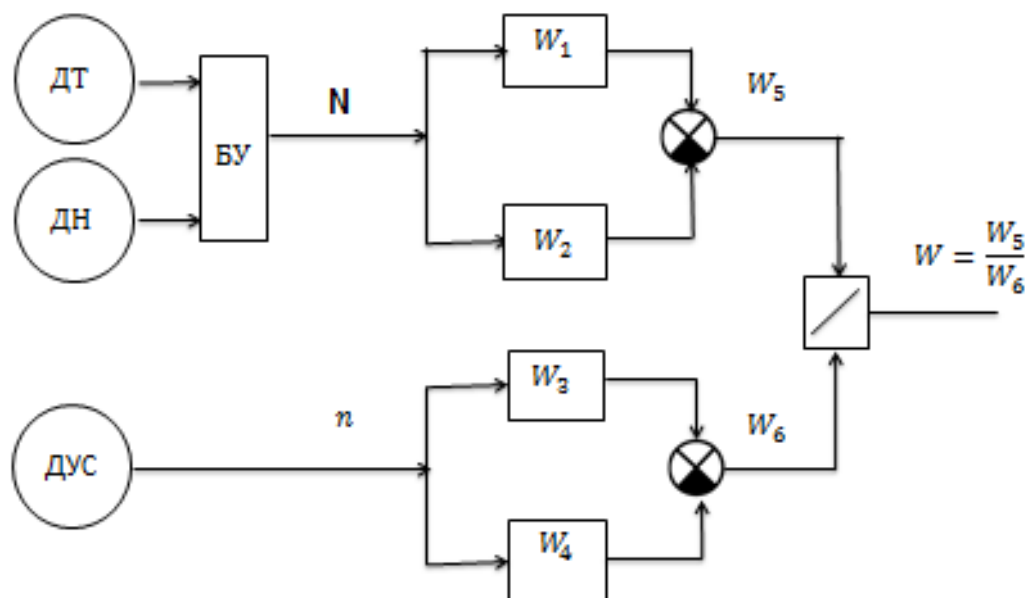


Рисунок 3.8 – Функциональная схема канала измерения динамических составляющих крутящего момента

Если в качестве двигателя применяется дизельная установка или газотурбинный привод, то мощность двигателя может быть определена по температуре выхлопа, либо по положению регулятора подачи топлива.

Иными словами, каждое применение того или иного датчика определяется конкретным видом двигателя привода.

Результаты измерения мощности двигателя привода и угловой скорости выходного вала подаются с помощью кабеля связи на входы аналого-цифровых преобразователей (АЦП) контроллера через согласующие устройства. В качестве согласующих устройств используются операционные усилители сопряжения с регулируемым коэффициентом усиления для изменения масштаба измеряемой величины.

Датчик мощности для электропривода буровой установки является измерительным преобразователем электрической величины в электрическую величину, и текущее значение мощности может быть получено непосредственно в блоке контроллера как произведение силы тока на напряжение. Для двигателя привода переменного тока к произведению тока и напряжения добавляется сомножитель коэффициента мощности. Для неэлектрического привода необходимо использование датчиков мощности как измерительного преобразователя неэлектрической величины в электрическую величину аналогового типа.

Для измерения угловой скорости вала редуктора целесообразно применение тахогенераторов, реализующих функции преобразования вида:

$$u_{mг} = F(\omega) \quad (3.21)$$

где $u_{mг}$ – напряжение тахогенератора;

ω – угловая скорость выходного вала редуктора.

Напряжения с датчика мощности и датчика угловой скорости подаются с помощью измерительного кабеля связи на блок сопряжения с входами аналого-цифровых преобразователей канала измерения мощности и канала измерения угловой скорости, а так же на входы вариационной структуры измерения крутящего момента. С АЦП мощности и АЦП угловой скорости информация о текущих значениях этих параметров подаётся на цифровые индикаторы и цифровой блок деления контроллера к выходу, которого подключается цифровой индикатор крутящего момента. Таким образом, с помощью каналов измерения АЦП мощности и угловой скорости возможно отслеживание с помощью контроллера текущих параметров мощности двигателя привода, скорости вращения вала редуктора и текущего значения крутящего момента на валу двигателя привода. Если в системе управления процессом углубления скважины используется хотя бы один из этих параметров, то его текущее значение подаётся на вход ПИД-авторегулятора, смоделированного с помощью контроллера, используемого для целей управления бурением.

Кроме того, с применением контроллера возможна реализация вариационной структуры измерения приращения крутящего момента. Модель измерения является двухканальной. С помощью первого канала измеряются скоростные изменения мощности двигателя привода, а именно, скорость изменения мощности в Ват/с, а с помощью второго канала скоростные изменения угловой скорости вращения, (угловое ускорение вала двигателя привода в рад/с²), т.е. на выходе каналов соответственно имеем:

$$\text{по каналу измерения мощности} - \frac{dN}{dt} = v_N,$$

$$\text{по каналу измерения угловой скорости} - \frac{d\omega}{dt} = v_\omega.$$

Полученные значения скорости изменения мощности v_N и углового ускорения v_ω подаются на блок деления контроллера, на выходе которого, регистрируется приращение крутящего момента;

$$\Delta M = \frac{v_N}{v_\omega}. \quad (3.22)$$

При этом значения скоростных изменений $\frac{dN}{dt}$ и $\frac{d\omega}{dt}$ используются для управления процессом углубления бурильной колонны. Контроллер имеет блок настройки параметров $k_1; k_2; T_1; T_2; k_3; k_4; T_3; T_4$; имеется возможность реализации равенства параметров $k_1 = k_2; k_3 = k_4; T_1 = T_2; T_3 = T_4$, что позволяет упростить, передаточную функцию каналов измерения.

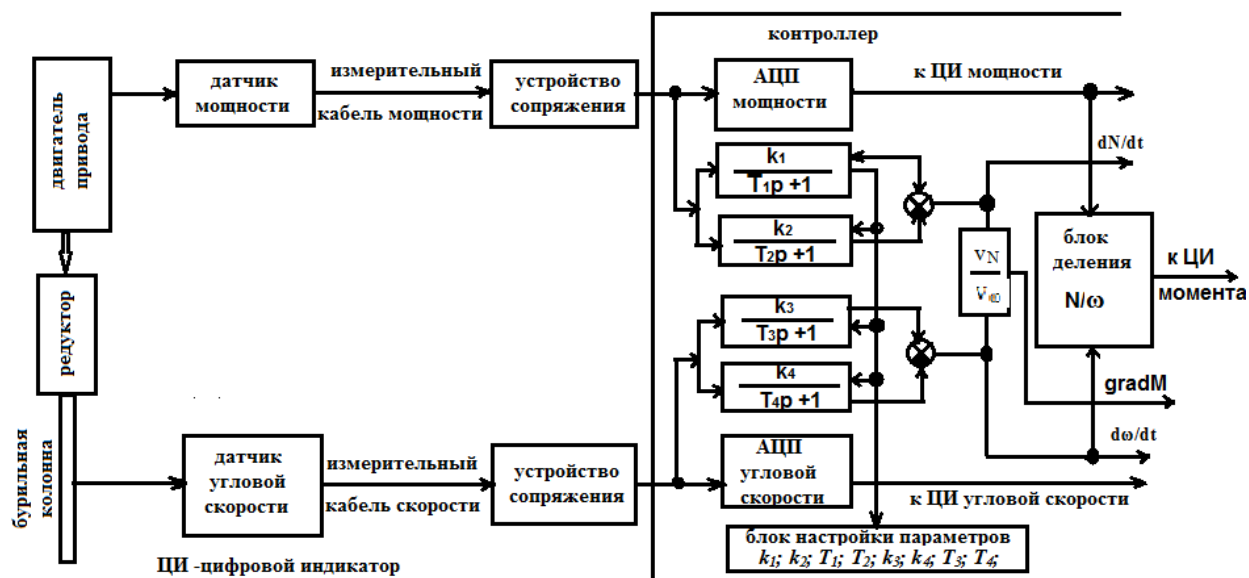


Рисунок 3.9 – Функциональная схема измерения параметров крутящего момента, где ЦИ – цифровой индикатор, АЦП – аналого-цифровой преобразователь

Для минимизации аппаратных средств измерения крутящего момента двигателя привода бурильной колонны и его составляющих рекомендуется:

1. Для моделирования, измерения и управления параметрами использовать типовой контроллер с максимальным числом входных порталов – 8.
2. Число входов с использованием АЦП – 4.
3. Контроллер должен иметь:
 - возможность моделирования вариационной структуры измерения.
 - цифровую индикацию не менее 12-ти разрядов.
 - возможность подключения внешних дисплейных устройств.
 - возможность построения любых типов регуляторов.
 - иметь условия настройки параметров каналов измерения и регуляторов.

3.3. Согласование инерционных свойств двухвходовой структуры измерения градиента крутящего момента с системой управления бурением

При использовании в качестве управляющих воздействий в системах управления процессом бурения динамических составляющих крутящего момента [39,41-46] возникает необходимость согласования инерционных свойств структуры измерения с приводом системы управления и объектом.

Эта необходимость определяется следующими требованиями:

1. Возможностью отслеживания динамических процессов работы бурильной колонны в скважине.
2. Временным согласованием выработки управляющего сигнала.
3. Условием максимальной чувствительности канала измерения.

Для возможности отслеживания динамических процессов объекта управления (бурильной колонны) необходимо, чтобы инерционность канала измерения была на порядок меньше инерционности объекта [18]. Если оценивать инерционность в постоянных времени, то можно записать, что $T_n \approx 0,1T_0$. Где T_u – постоянная времени канала измерения, T_0 – усредненная постоянная времени объекта. Проведем оценку инерционных свойств привода буровой установки [63] и объекта управления на конкретном примере. В качестве привода используется электродвигатель постоянного тока (ЭДП) типа ПС-152-8К технические характеристики которого приведены в таблице 3.1. Схема включения и схема замещения ЭДП приведены соответственно на рисунках 3.10 и 3.11.

Определим основные динамические свойства электродвигателя:

1. Номинальная частота вращения:

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1000}{30} = 104,6 \text{ (с}^{-1}\text{)};$$

2. Коэффициент момента:

$$c = k\Phi = \frac{U_n - I_n R_a}{\omega_n} = \frac{750 - 1010 \cdot 0,0088}{104,6} = 7,09 \text{ (В} \cdot \text{с)}.$$

3. Номинальный момент:

$$M_n = \frac{N_n}{\omega_n} = \frac{710 \cdot 10^3}{104,6} = 6,8 \cdot 10^3 (H \cdot m).$$

4. Электромагнитная постоянная якорной цепи в системе ТП-Д

$$T_j = \frac{L_{j\Sigma}}{R_{j\Sigma}} = \frac{0,00157}{0,066} = 0,024(c).$$

5. Электромеханическая постоянная времени в системе ТП-Д

$$T_M = \frac{U_1}{c^2} = \frac{I_1 R_j}{(k\Phi)^2} = \frac{175 \cdot 0,066}{7,09^2} = 0,230(c).$$

6. Угловая скорость вращения вала двигателя с учетом пунктов 1-5,

$$\omega = \frac{E_{d\max} \cos \alpha}{k\Phi} - \frac{I_j \cdot R_{j\Sigma}}{k\Phi} \approx 92 (c^{-1});$$

где $E_{d\max} = 1,35 \cdot U_n = 1,35 \cdot 712 = 960 (B)$;

$R_j = 0,066 (Om)$ – усредненное суммарное сопротивление якорной цепи;

$I_j = 1010 (A)$ – номинальный ток якоря;

Φ – магнитный поток сердечника якоря по кривой намагничивания;

$\cos \alpha$ – коэффициент, определяемый вещественной частью корней характеристического уравнения динамики двигателя:

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\beta}{2J_1} \pm \sqrt{\frac{\beta^2}{4J_1^2} - \frac{C_{12}}{J_1}} = -\alpha \pm j\Omega, \quad (3.23)$$

β – модуль жесткости системы привода;

J_1 – приведенный момент инерции;

C_{12} – момент упругой связи.

Таблица 3.1

Характеристика	Значение
Электродвигатель ПС-152-8К	
Номинальная мощность, кВт	710
Напряжение, В	750
Номинальный ток, А	1010
Номинальная скорость, об/мин	1000
Сопротивление якорной цепи, Ом	0,0088
К.П.Д., %	93,5
Момент инерции якоря, кг·м ²	0,175·10 ³
Согласующий трансформатор ТНЗП-1000/10УЗ (сухой) ТНЗП1000/10УЗ (совтоловый)	
Номинальная мощность, кВа	1007
Сетевые обмотки:	
Номинальное напряжение, кВ	6(10)
Вентильные обмотки:	
Номинальное напряжение, В	712
Номинальный ток, А	816
Соединение обмоток	Звезда/треугольник-11
Потери короткого замыкания, Вт	8404
Потери холостого хода, Вт	2650
Напряжение короткого замыкания, %	6
Ток холостого хода, %	1,5
Сглаживающий реактор СРОСЗ-800М	
Номинальное напряжения, В	750
Номинальный ток, А	1600
Индуктивность, мГн	0,5
Тиристорный агрегат серии КТЭУ	
Номинальное напряжение, В	750
Номинальный ток, А	1000

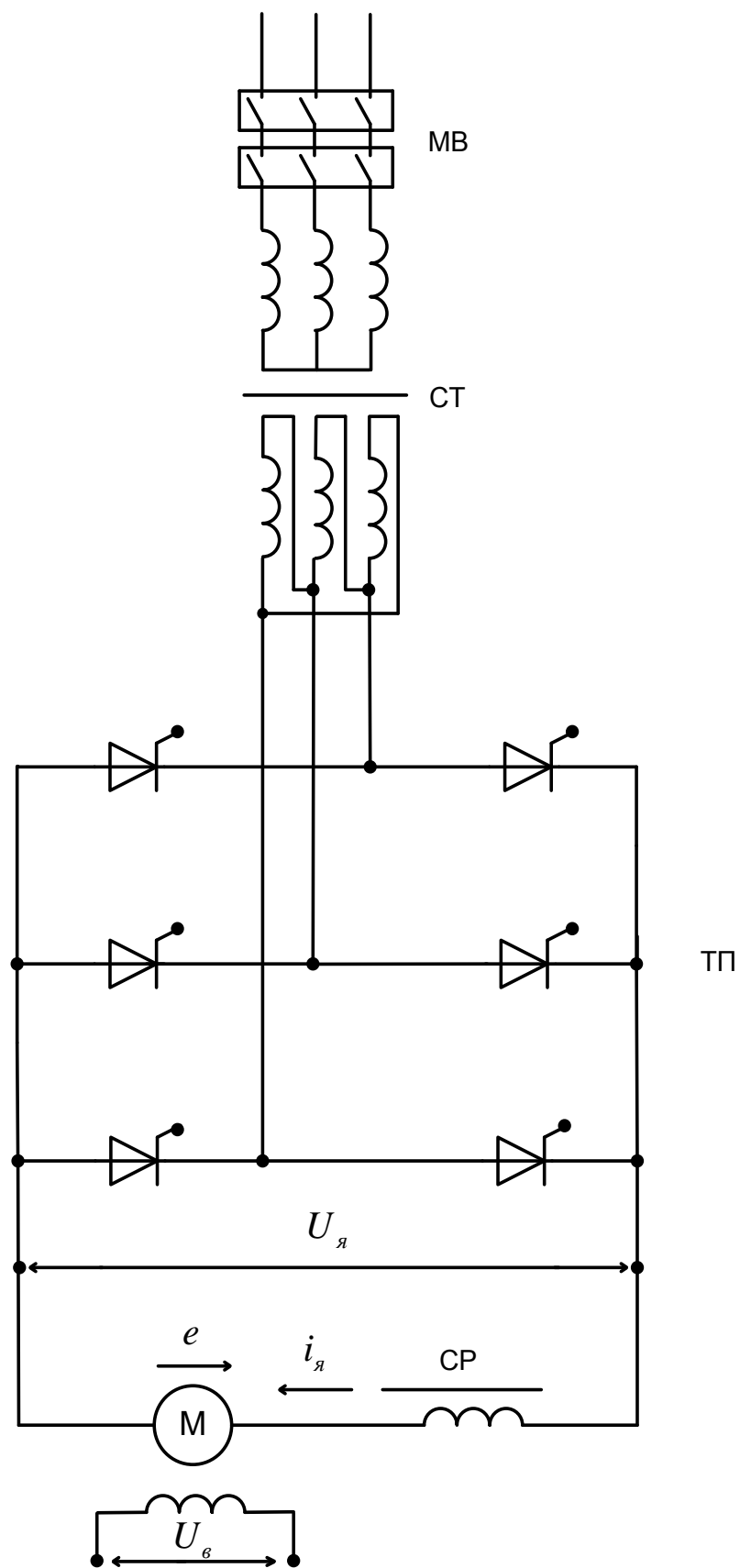


Рисунок 3.10 – Схема силовой цепи системы ТП-Д

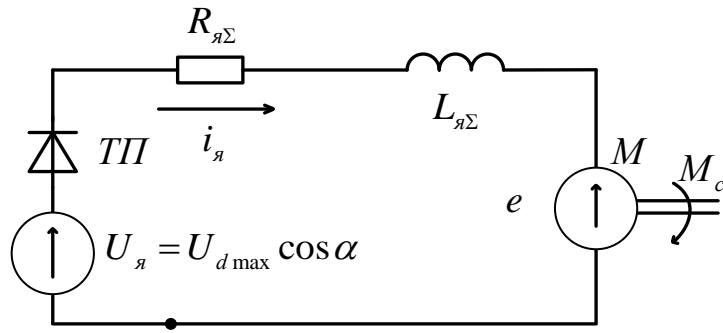


Рисунок 3.11 – Эквивалентная схема замещения системы ТП-Д

На основании выше сказанного можно записать систему уравнений процессов электромеханического преобразования энергии в операторной форме, определяющих инерционность системы ТП-Д

$$\begin{cases} k_{mn} U_y = (T_{mn} p + 1) \cdot e_n \\ e_n - e = R_{яΣ} (T_{я} p + 1) \cdot i_{я} \\ e = c \cdot \omega \\ M = c \cdot i_{я} \\ M - M_c = J_1 \omega p \end{cases} ; \quad (3.24)$$

где U_y – напряжение управления на входе ТП;

$k_{mn} = e_n / U_y$ – коэффициент усиления ТП по напряжению;

$T_{mn} = 0,01$ (с) – постоянная времени фазо-импульсного управления;

M – электромагнитный момент двигателя;

e – противоЭДС;

M_c – момент сопротивления на валу двигателя;

J_1 – момент инерции двигателя.

Приведенная система уравнений позволяет определить инерционность структуры ТП-Д. Осредненная постоянная времени системы определится выражением:

$$T_{0np} = \sqrt[4]{T_{mn} \cdot T_{я} \cdot \frac{J_1}{M - M_c} \cdot \frac{1}{\omega}} = 0,42 \text{ (с)}. \quad (3.25)$$

Таким образом, по данным анализа электропривода буровой установки формирование управляющего воздействия, прилагаемого к системе ТП-Д должно происходить за время меньшее 0,42 (с). Следовательно, инерционность канала измерения должна быть в 10 раз меньше времени этого формирования, т.е. $T_u=0,1 \cdot 0,42=0,042$ (с).

Объект управления – колонна бурильных труб [23,24] может быть оценен по инерционным свойствам с использованием структурной модели рисунок 3.10.

Для конкретного примера анализа инерционных свойств бурильной колонны имеем следующие данные (таблица 3.2). Определим расчетные значения параметров, определяющих инерционные свойства объекта для этого случая:

$$J_s = \frac{\pi}{32}(D^4 - d^4) = 1,27 \cdot 10^{-5}.$$

Коэффициент жесткости бурильной колонны при её кружении:

$$C'_{12} = \frac{J_s G}{L} = 10,2 \text{ (Па)}.$$

Таблица 3.2

№	Наименование	Размерность	Величина
1	Глубина проходки	м	700
2	Трубы БК Трубы УБТ	ТБПВ-127×9 УБТС-1-178	
3	Обороты ротора стола	об/мин	80
4	Скорость вращения вала двигателя	об/мин	500
5	Тип коробки редуктора	КПП200-У1	
6	Коммерческая скорость проходки	м/ч	1,5
7	Масса одного метра свечи	кг	36
8	Масса колонны труб с инструментом	т	28
9	Нагрузка на долото	кН	32
10	Мощность двигателя привода	кВт	500

Коэффициент жесткости БК, приведенный к валу электропривода $C_{12} = C'_{12}/i_k = 10,2$ Па. Коэффициент редуктора $i = 10$. Момент инерции буровой колонны:

$$J_{\text{БК}} = \frac{ql(D^2 - d^2)}{8} = 13,38 (\text{кгм}^2)$$

Момент инерции долота $J_d = 0,68 \text{ кгм}^2$, или приведенный к валу электродвигателя $J_d = 0,68 \text{ кгм}^2$.

Структурная модель буровой колонны в двухмассовом варианте представлена на рисунке 3.12.

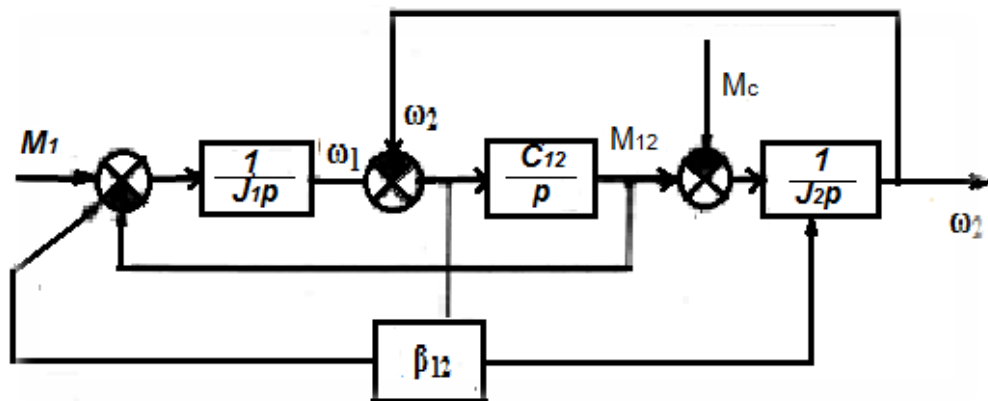


Рисунок 3.12 – Структурная модель буровой колонны для 2-х массового варианта

Согласно структурной модели она включает в себя четыре звена с передаточными функциями вида: 1. $W_1(p) = \frac{1}{J_1 p}$; 2. $W_2(p) = \frac{C_{12}}{p}$;

3. $W_3(p) = \frac{1}{J_2 p}$; 4. $W_4(p) = \frac{\beta_{12}}{p}$. Инерционность этих звеньев определяется

постоянными времени $T_1 \Rightarrow \frac{1}{J_1}$; 2. $T_2 \Rightarrow C_{12}$; 3. $T_3 \Rightarrow \frac{1}{J_2}$; 4. $T_4 \Rightarrow \beta_{12}$.

Определенная инерционность всей структурной схемы определяется как

$$T_{\text{обк}} = \sqrt[4]{T_1 \cdot T_2 \cdot T_3 \cdot T_4} = 12,3 (\text{с}).$$

Иными словами, инерционность объекта управления на порядок больше инерционности привода. Следовательно, инерционные свойства

канала измерения градиента крутящего момента будут определяться инерционными свойствами привода.

Согласно ранее проведенного анализа постоянная времени канала измерения должна быть менее 0,42 сек. Рассмотрим структуру динамического измерителя градиента крутящего момента.

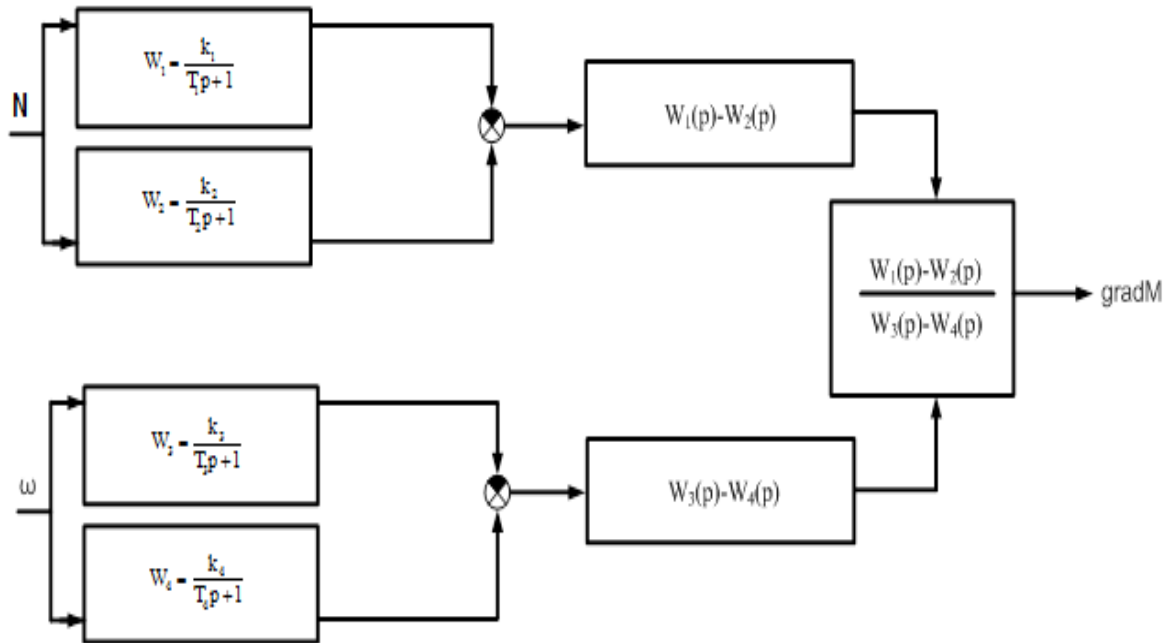


Рисунок 3.13 – Структура вариационных измерений градиента крутящего момента

Максимальная чувствительность канала измерения определяется согласно предыдущего анализа соотношением его постоянных времени T_1 и T_2 . Исходя из временных соотношений каналов измерения согласованных с инерционными свойствами объекта и привода. Параметры настройки T_1 и T_2 выбираются из этих условий согласования, а их отношение $m = T_1/T_2 > 1$ определяется условиями максимальной чувствительности.

Таким образом, согласно проведенного анализа значения постоянной времени T_1 должно быть менее 0,042 секунды, а отношение $T_1/T_2 = 0,05$, откуда $T_2 = 0,042 \cdot 0,05 = 0,00021$ секунды.

Выводы:

1. На примере привода буровой установки с электродвигателем постоянного тока показана возможность синтеза вариационной структуры косвенного метода измерения крутящего момента, свободной от недостатков, присущих непосредственно вариационной структуре.
2. Случайная ошибка двухвходовой структуры определяется уровнем белого шума низкочастотных фильтров.
3. Детерминированная ошибка определяется приращением момента инерции колонны бурильных труб и разностью постоянных времени низкочастотных фильтров $T_{\text{фс}} - T_{\text{фт}}$.
4. Минимальная ошибка реализуется при равенстве $T_{\text{фс}} = T_{\text{фт}}$, однако такой режим работы непригоден к использованию, так как передаточная функция при этом равенстве обращается в ноль.
5. Предпочтительный режим работы из условия максимальной чувствительности и минимальной ошибки определяется соотношением $T_{\text{фт}} = 0,5 T_{\text{фе}}$.
6. Вследствие малости ошибки измерения $\approx 1 \%$ синтезированный измеритель крутящего момента метрологически пригоден к применению для целей измерения динамических приращений крутящего момента.
7. Способ измерения крутящего момента на валу двигателя привода и его составляющих с использованием вариационной структуры позволяет значительно минимизировать аппаратные средства измерения и управления процессом углубления скважины.
8. Измерение в процессе углубления скважины значения крутящего момента на валу двигателя привода буровой установки с выделением его составляющих, позволяет организовать управление бурением на основе этих параметров, которые являются более информативными и более полно отражают динамические процессы при работе бурильной колонны в скважине.

9. Для успешной работы двухвходовых структур в системах управления необходимо согласование инерционных свойств структуры и объекта.

4. Разработка компьютерных средств измерения параметров бурения

Двухвходовые структуры весьма просто могут быть представлены в виде математической модели с использованием их структуры построения и конечного функционального преобразования. Существенно облегчен при этом и ввод параметров настройки вариационных структур как машинных переменных. Иными словами, для реализации построения компьютерных средств измерения на базе двухвходовых структур измерения динамических приращений параметров не требуется ни внешних настроек компьютерных цепей, ни модернизации внутренних функциональных блоков.

4.1. Предпосылки разработки компьютерных средств для измерения динамических приращений параметров бурения

В режиме бурения скважины при соответствующий стратегии, определяемой геологической структурой и конструктивными особенностями инструмента и буровой установки с увеличением глубины проходки возможно возникновения жестких биений бурильной колонны [40; 41; 66; 70; 107] (релаксационных колебаний), при которых резко возрастает отбор мощности. от двигателя привода [3; 36; 71; 87; 94; 97]. Превышение отбора мощности процентном отношении 47% определяет порог динамической устойчивости системы «привод – бурильная колонна». Превышение этого порога устойчивости приводит к целому ряду нежелательных явлений, одним из которых определяется режимом вынужденных автоколебаний мощности двигателя привода бурильной колонны [5; 35; 41; 60].

Режим автоколебаний по мощности двигателя привода резко снижает КПД буровой установки и может привести к серьезным аварийным ситуациям. Следовательно, первоочередной задачей сохранения выбранной стратегии бурения является недопущение возникновения релаксационных колебаний.

Однако, в настоящее время рациональных методов и средств компенсации релаксационных колебаний мощности двигателя привода буровой колонны практически не существует, не существует также контрольно-измерительной аппаратуры, позволяющей отслеживать возникновения вынужденных колебаний. В этой связи авторы предлагают способ возникновения и контроля релаксационных колебаний, и эффективный метод управления двигателем привода, позволяющим компенсировать вынужденные релаксационные колебания.

Для определения возникновения вынужденных автоколебаний мощности двигателя привода возможно использование вариационной структуры измерения градиента крутящего момента [7; 77; 81]. При этом, для решения задачи достаточно подключения одного канала измерения мощности (рисунок 4.1). Здесь значение мощности двигателя привода 1, снимается с помощью датчика мощности 2, выходное напряжение которого, U_N , пропорционально измеряемой мощности N двигателя привода.

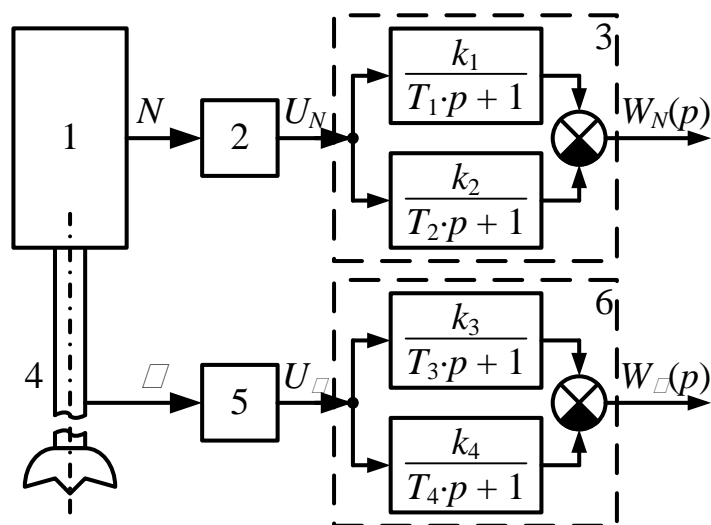


Рисунок 4.1 – Схема измерения переменных составляющих мощности двигателя и угловой скорости выходного вала двигателя привода

Здесь:

1 – двигатель привода;

2 – датчика мощности, реализующий функцию $U_N = f(N)$;

3 – вариационная структура измерения мощности двигателя привода;

4 – выходной вал привода;

5 – датчик угловой скорости, реализующий функцию $U_\omega = f(\omega)$;

6 – вариационная структура измерения угловой частоты.

Вариационная структура измерения мощности двигателя привода 3, состоящая из двух апериодических звеньев с передаточными функциями:

$$W_1(p) = \frac{k_1}{T_1 \cdot p + 1} \quad \text{и} \quad W_2(p) = \frac{k_2}{T_2 \cdot p + 1}, \quad \text{подключена к выходу датчика}$$

мощности, а выходы её звеньев подключаются к сумматору в результате чего, общая передаточная функция вариационной структуры равна:

$$W_N(p) = W_1(p) - W_2(p) = \frac{k_1}{T_1 \cdot p + 1} - \frac{k_2}{T_2 \cdot p + 1} = \frac{k \cdot p \cdot (T_2 - T_1)}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_2 + T_1) \cdot p + 1}, \quad (4.1)$$

где $k = k_1 = k_2$ – статический коэффициент передачи звеньев структуры;

T_1, T_2 – постоянные времени звеньев;

p – оператор Лапласа.

Из анализа выражения (4.1) можно сделать вывод, что суммарная передаточная функция определяется операцией дифференцирования текущего значения измеряемой мощности:

$$W_N = \frac{dN}{dt} = U_N. \quad (4.2)$$

Следовательно, вариационная структура позволяет отсечь постоянную составляющую измеряемого значения мощности и выделить её переменную

составляющую. При этом, оперируя параметрами настройки T_1 , T_2 и k возможно не только исключение затухания измеряемого сигнала, но его усиление.

Таким образом, при возникновении вынужденных релаксационных колебаний мощности привода бурильной колонны на выходе вариационной структуры измерения мощности появляется переменная составляющая напряжения, соответствующая частоте и фазе этих вынужденных колебаний.

Фазовые искажения сигнала можно компенсировать путем настройки отношения $m = \frac{T_1}{T_2}$.

Аналогично реализуется и канал измерения скорости вращения выходного вала привода (рисунок 4.1).

Передаточные функции апериодических звеньев вариационной структуры соответственно равны:

$$W_3(p) = \frac{k_3}{T_3 \cdot p + 1}, \quad (4.3)$$

$$W_4(p) = \frac{k_4}{T_4 \cdot p + 1}. \quad (4.4)$$

Общая передаточная функция:

$$W_\omega(p) = W_3(p) - W_4(p) = \frac{k \cdot p \cdot (T_4 - T_3)}{T_3 \cdot T_4 \cdot p^2 + (T_4 + T_3) \cdot p + 1}. \quad (4.5)$$

Сущность компенсации релаксационных колебаний бурильной колонны приводящих к автоколебаниям мощности двигателя привод колонны поясняется следующим образом. Приращение крутящего момента на валу привода бурильной колонны определяется как отношение приращение мощности двигателя привода ΔN к приращению угловой скорости вращения вала:

$$\Delta M = \frac{\Delta N}{\Delta \omega}, \quad (4.6)$$

где ΔM – динамическое приращение крутящего момента на валу привода;

ΔN – динамическое приращение мощности двигателя привода;

$\Delta \omega$ – динамическое приращение угловой частоты выходного вала привода.

Наличие релаксационных колебаний бурильной колонны определяется наличие автоколебаний мощности двигателя привода. В приложении 2 на рисунке 4.2 приведена осциллограмма изменения крутящего момента при возникновении релаксационных колебаний, по данным экспериментальной скважины фирмы «Элтех» г. Усинска. республики Коми.

Согласно осциллограмме, крутящий момент изменяется по гармоническому закону, т. е.:

$$\Delta M(t) = M_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (4.7)$$

где $\Delta M(t)$ – временное изменение приращения крутящего момента;

M_{\max} – амплитудное значение момента;

ω – угловая частота изменения.

Если реализовать изменение мощности двигателя привода по гармоническому закону с той же частотой, что и приращение крутящего момента, но сдвинутый на 180° , то получим:

$$\Delta N(t) = N_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t - 180^\circ) = N_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t). \quad (4.8)$$

Отсюда, угловая частота вращения вала привода определяется отношением:

$$\Delta \omega = \frac{\Delta N}{\Delta M} = \frac{N_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t)}{M_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t)} = \frac{N_{\max}}{M_{\max}}, \quad (4.9)$$

т. е. вращение вала становится равномерным и определяется отношение амплитуд мощности двигателя привода к амплитуде изменения крутящего момента [64].

Способ управления процессом бурения с компенсацией релаксационных колебаний двигателя привода бурильной колонны

реализуется системой измерения динамического приращение крутящего момента, инвертирующим усилителем, регулятором мощности двигателя привода.

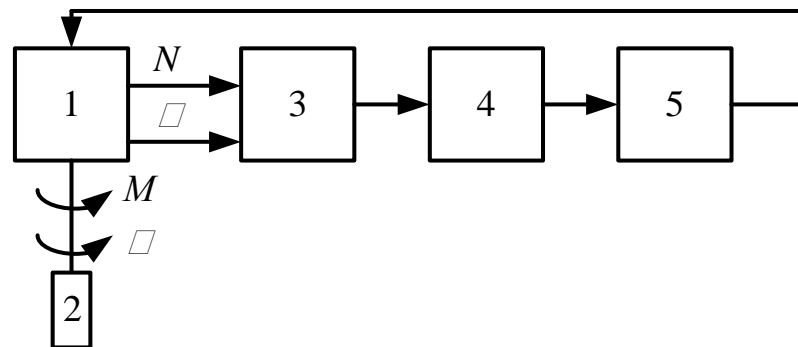


Рисунок 4.3 – Структура управления бурением с использованием противофазного способа

На рисунке 4.3 показано схематичное изображение структуры управления процессом бурения, включающий в себя непосредственно двигатель привода 1, бурильную колонну долотом 2, канал измерения мощности N двигателя привода, канал измерения угловой скорости вращения n вала привода, блок деления 3, инвертирующий усилитель 4, регулятор мощности двигателя привода 5.

Система работает следующим образом. Двигатель привода 1 сообщает бурильной колонне с долотом 2 крутящий момент M , в результате которого она приобретает угловую скорость ω . Текущие параметры мощности двигателя N и угловой скорости вращения вала ω поступают на вход вариационной структуры измерения динамического приращения крутящего момента [12; 13; 58]. С выхода вариационной структуры измерения динамического приращения крутящего момента, гармонический сигнал (рисунок 4.3) поступает на инвертирующий усилитель 4, который изменяет фазу этого гармонического сигнала на 180° . Инвертированные колебания поступают на регулятор мощности 5 двигателя привода, который осуществляет противофазное управление мощностью двигателя привода 1.

В качестве примера рассмотрим структурную схему управления бурением электродвигателем постоянного тока в качестве двигателя привода

бурильной колонны и системой компенсации релаксационных колебаний по способу «противофазы» (рисунок 4.4). Структурная схема состоит из следующих основных узлов:

- узел привода, включает в себя якорную цепь двигателя с передаточной функцией $\frac{1/R_{я\Sigma}}{T_{я} \cdot p + 1}$ блок согласования момента с коэффициентом связи c , блок, определяющий силовую часть массы привода с передаточной функцией $\frac{1}{J_1 \cdot p}$;

- узел механической нагрузки, включает в себя упругую связь бурильной колонны и передаточной функцией $\frac{C_{12}}{p}$ функциональный блок, определяющий вязкое трение β_{12} блок, определяющий массу колонны труб, с передаточной функцией $1/(J_2 \cdot p)$ момент сопротивления, воздействующий на бурильную колонну M_c ;

- узел питания и управления электродвигателем, включает в себя тиристорный преобразователь с передаточной функцией $k_{mn}/(T_{mn} \cdot p + 1)$ пропорциональный регулятор тока k_{pm} цепь обратной связи по тока k_{om} блок задающего $U_{зм}$ и управляющего напряжения;

- инвертирующий усилитель ИУ;

- узел расчета мощности электродвигателя, представляет собой блок умножения напряжения питания электродвигателя на его ток $U \cdot I_{я}$.

- узел вариационной структуры измерения градиента крутящего момента, включает в себя канал измерения мощности с апериодическими

звеньями $\frac{k_1}{T_1 \cdot p + 1}$ и $\frac{k_2}{T_2 \cdot p + 1}$ каналом измерения угловой скорости $\frac{k_3}{T_3 \cdot p + 1}$ и $\frac{k_4}{T_4 \cdot p + 1}$ блок деления $\frac{N}{\omega}$.

Согласно осциллограмме, приведенной на рисунке 4.3, выходной сигнал на блоки деления содержит постоянную и переменную составляющие. Для отсечки постоянной составляющей к входу инвертирующего усилителя *ИУ* необходимо подключение дифференцирующие цепочки *RC*. Рабочая точка режима управления тиристорным преобразователем *ТП* задается с помощью опорного напряжения $U_{зм}$ которое подается на 2 вход дифференциального инвертирующего усилителя *ИУ*. Так якорь двигателя постоянного тока управляется по гармоническому закону с частотой переменной составляющей $U_{вс}$ сдвинутой по фазе на 180° по цепи управления тиристорного преобразователя. Выравнивание тока якорной цепи приводит к выравниванию мощности двигателя и компенсации релаксационных колебаний самой буровой колонны. Однако следует иметь ввиду, что в случае перегрузки электродвигателя, то есть превышение тока якорной цепи тока сопротивления $I_{я} > I_{смон}$ что соответствует моменту стопорения на валу электродвигателя, вследствие падающего участка экскаваторной характеристики электродвигателя, ток якоря снижается до минимума и возможен останов двигателя.

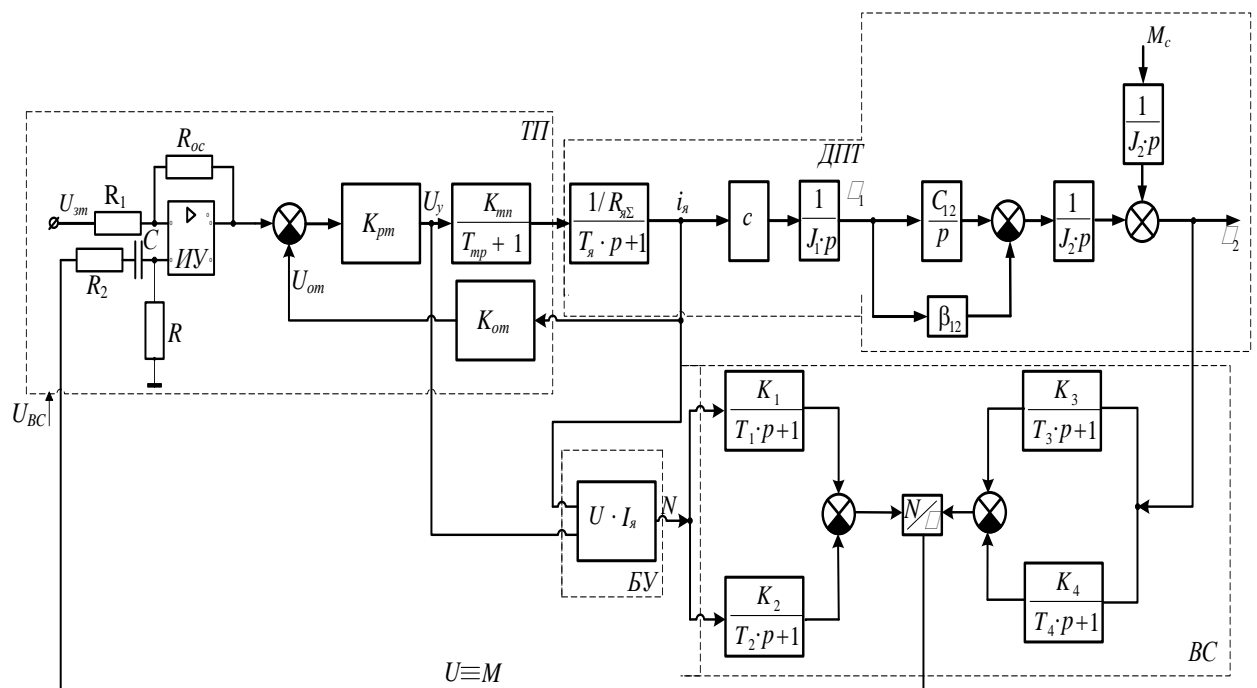


Рисунок 4.4 – Структурная схема системы управления бурением с электродвигателем постоянного тока с компенсацией релаксационных колебаний по способу «противофазы»

Основной составляющей погрешности управление является погрешность, обусловленная внесением дополнительного угла фазового сдвига схемой измерения и схемой управления. По анализу согласования динамических параметров вариационной структуры измерения, цепи управление тиристорным преобразователем и частотой релаксационных колебаний необходимо соблюдение неравенства [2, 4]:

$$T_{pk} \gg T_n, T_y, \quad (4.9)$$

где T_{pk} – период релаксационных колебаний;

T_n – обобщенная постоянная времени вариационной структуры измерения;

T_y – абсолютная постоянная времени канала управления.

В приложении 2 на рисунке 4.5 приведена осциллограмма мощности двигателя привода по схеме (рисунок 4.4). Из осциллограммы следует, что противофазный способ компенсации релаксационных колебаний не только

позволяет компенсировать эти колебания, но и существенно снижает мощность потребления колонной бурильных труб в процессе ее работы.

4.2 Математическое моделирование вариационной структуры измерения крутящего момента

Развитие компьютерных средств измерения требует новых методов математического моделирования каналов измерения физических величин. В этой связи двухвходовая структура измерения динамических приращений крутящего момента привода при углублении скважины является наиболее реализуемым средством измерения в случае ее представления в виде математической модели. Действительно, представление динамики каналов измерения мощности и угловой скорости вращения вала привода в виде дифференциальных уравнений позволяет перейти к их представлению в операторной форме. Авторы рассматривают соотношения физических величин в виде эквивалентных значений напряжений, что позволяет существенно упростить уравнения связи этих физических величин. Используя уравнение связи физических величин в эквивалентных напряжениях, разрабатывается алгоритм измерения.

Подобным образом проведена разработка пошагового алгоритма напряжения (от датчика напряжения), пошагового алгоритма измерения тока (от датчика тока), алгоритм измерения мощности и угловой скорости вращения вала привода.

На основании функциональной зависимости значения крутящего момента от мощности и угловой скорости вращения выходного вала привода проведена пошаговая разработка алгоритма измерения динамического приращения крутящего момента. Таким образом, рассмотренная решаемая модель, позволяет реализовать компьютерное средство измерения мощности электропривода постоянного тока бурильной колонны, статического

значения крутящего момента на валу привода и динамических приращений крутящего момента.

При измерении крутящего момента и градиента крутящего момента в процессе бурения скважины на буровых установках с электроприводом постоянного тока с применением двухвходовой структуры измерительный комплекс может быть представлен в виде блок-схемы согласно рисунку 4.6.

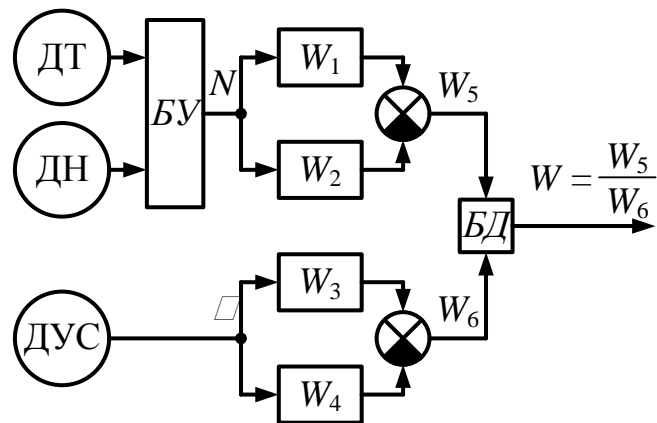


Рисунок 4.6 – Двухвходовая структура контроля крутящего момента

ДН – датчик напряжения; *ДТ* – датчик тока;

БУ – блок умножения; *БД* – блок деления.

Здесь для получения текущего значения мощности на валу привода производится перемножение результатов измерения датчика тока (*ДТ*) и датчика напряжения (*ДН*), а результат перемножения поступает на дифференциальный вход вариационной структуры канала измерения мощности. Результат измерения угловой скорости вала привода поступает на дифференциальный вход вариационной структуры канала измерения скорости. Выходы этих каналов поступают на блок деления.

Дифференциальные каналы измерения могут быть описаны следующими уравнениями.

Канал измерения мощности:

$$T_1 \frac{dU'_1}{dt} + U'_1 = k'N(t), \quad (4.1)$$

1)

$$T_2 \frac{dU''_1}{dt} + U''_1 = k'N(t), \quad (4.1)$$

2)

$$T_1 \cdot T_2 \cdot \frac{d^2 U_1}{dt^2} + (T_2 + T_1) \cdot \frac{dU_1}{dx} + U_1 = k \cdot (T_2 - T_1) \cdot \frac{dN}{dt}; \quad (4.1)$$

3)

$$U_1(t) = U'_1(t) - U''_1(t). \quad (4.1)$$

4)

Канал измерения угловой скорости:

$$T_3 \frac{dU'_2}{dt} + U'_2 = k'' \omega(t), \quad (4.1)$$

5)

$$T_4 \frac{dU''_2}{dt} + U''_2 = k'' \omega(t), \quad (4.1)$$

6)

$$T_3 \cdot T_4 \cdot \frac{d^2 U_2}{dt^2} + (T_3 + T_4) \cdot \frac{dU_2}{dx} + U_2 = k \cdot (T_4 - T_3) \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (4.1)$$

7)

$$U_2(t) = U'_2(t) - U''_2(t), \quad (4.1)$$

8)

$$M = \frac{U_1(t)}{U_2(t)}, \quad (4.1)$$

9)

$$M(t) = J \cdot \frac{d\omega}{dt}, \quad (4.2)$$

0)

где T_1 и T_2 – постоянные времени апериодических звеньев вариационной структуры при условии $T_1 = T_3$; $T_2 = T_4$;

U'_1 – напряжение выхода первого апериодического звена;

U''_1 – напряжение выхода второго апериодического звена;

U'_2 – напряжение выхода третьего апериодического звена;

U''_2 – напряжение выхода четвёртого апериодического звена

вариационной структуры;

k' – статический коэффициент передачи канала измерения мощности,

k'' – статический коэффициент передачи канала измерения угловой скорости.

Уравнения 4.13 и 4.17 получены из эквивалентной передаточной функции всего канала вида

$$W_9(p) = \frac{k' \cdot p \cdot (T_2 - T_1)}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1} \quad (4.2)$$

1)

и являются уравнениями измерения мощности и скорости вращения вала.

Уравнение (4.20) является функцией связи и определяет выходной параметр, т.е. величину приращения (градиента) крутящего момента.

Представленные десять уравнений динамики несут избыточную информацию, поэтому при обработке информации могут быть учтены только шесть основных уравнений связи:

$$T_1 \frac{dU'_1}{dt} + U'_1 = k' N(t); \quad (4.2)$$

2)

$$T_2 \frac{dU''_1}{dt} + U''_1 = k' N(t); \quad (4.2)$$

3)

$$U_1(t) = U'_1(t) - U''_1(t); \quad (4.2)$$

4)

$$T_1 \frac{dU'_2}{dt} + U'_2 = k'' \omega(t); \quad (4.2)$$

5)

$$T_2 \frac{dU''_2}{dt} + U''_2 = k'' \omega(t); \quad (4.2)$$

6)

$$U_2(t) = U'_2(t) - U''_2(t), \quad (4.2)$$

7)

и, соответственно, выходной параметр запишется в виде уравнения 4.20.

Запишем уравнения 4.22-4.27 в виде уравнений в конечных разностях, тогда получим:

$$T_1 \cdot \frac{U'_{i+1} - U'_i}{\tau} + U'_i = k' \cdot N_i; \quad (4.28)$$

$$T_2 \cdot \frac{V'_{i+1} - V'_i}{\tau} + V'_i = k' \cdot N_i; \quad (4.29)$$

$$U'_{i+1} + \frac{1}{T_1} \cdot (\tau - 1) \cdot U'_i = \frac{\tau}{T_1} \cdot k' \cdot N_i; \quad (4.30)$$

$$V'_{i+1} + \frac{1}{T_2} \cdot (\tau - 1) \cdot V'_i = \frac{\tau}{T_2} \cdot k' \cdot N_i. \quad (4.31)$$

При принятых обозначениях $U = U'$; $V = U''$

$$U_1(t_1) = U_1^{(1)} = U'_1 - U''_1. \quad (4.32)$$

Тогда для каждого шага дискретизации можно записать:

$$i=0 \left| \begin{array}{l} U'_1 = \frac{1}{T_1} \cdot (1 - \tau) \cdot U'_0 + \frac{\tau}{T_1} \cdot k' \cdot N_0 ; \\ U''_1 = \frac{1}{T_2} \cdot (1 - \tau) \cdot U''_0 + \frac{\tau}{T_2} \cdot k' \cdot N_0 \end{array} \right. \quad (10)$$

$$i=1 \left| \begin{array}{l} U'_2 = \frac{1}{T_1} \cdot (1 - \tau) \cdot U'_1 + \frac{\tau}{T_1} \cdot k' \cdot N_1 ; \\ U''_2 = \frac{1}{T_2} \cdot (1 - \tau) \cdot U''_1 + \frac{\tau}{T_2} \cdot k' \cdot N_1 \end{array} \right. \quad (11)$$

$$i=m \left| \begin{array}{l} U'_{n+1} = \frac{1}{T_1} \cdot (1 - \tau) \cdot U'_{n+1} + \frac{\tau}{T_1} \cdot k' \cdot N_n ; \\ U''_{n+1} = \frac{1}{T_2} \cdot (1 - \tau) \cdot U''_{n+1} + \frac{\tau}{T_2} \cdot k' \cdot N_n \end{array} \right. \quad (12)$$

$$U_1(t) = U'_1 - U''_1; \quad U_2(t) = U'_2 - U''_2. \quad (13)$$

Значение крутящего момента определяется функцией деления:

$$M(t) = \frac{U_1(t_1)}{U_2(t_2)}. \quad (14)$$

Математическое моделирование вариационной структуры измерения крутящего момента позволяет провести непосредственную обработку

каналов измерения и обработки результатов, а также предложить программу ввода вариационной структуры в систему управления процессом бурения на базе контроллера. Использование предложенной математической модели вариационной структуры измерения градиента крутящего момента позволяет реализовать управление процессом бурения с отслеживанием динамических изменений работы бурильной колонны в скважине.

4.3 Реализация двухвходовой системы контроля крутящего момента как компьютерного средства измерения

Проведенные исследования обобщенной модели электропривода, нагрузки в виде колонны бурильных труб и динамического канала измерения крутящего момента позволяют сделать вывод, что предложенный метод вариационных измерений крутящего момента свободен от целого ряда недостатков и может быть положен в основу разработки промышленного комплекса измерения крутящего момента.

Целью создания измерительного комплекса крутящего момента является предотвращение аварийности при проходке буровой скважины, возникающей в результате заклинивания бурового инструмента.

Для выявления аварийной ситуации необходимо решить задачу обнаружения возникновения релаксационных автоколебаний бурильной колонны труб и двигателя привода, выделить динамическую составляющую приращения крутящего момента на валу электропривода, по амплитуде которой можно судить об опасности режима бурения, определить в зависимости от нагрузки на долото бурового инструмента амплитуду изменения крутящего момента при автоколебаниях бурильной колонны.

Отображение измерительной информации на мониторе позволяет оперативно решать задачи управления процессом бурения, что в настоящее время сопряжено с трудностями в виду отсутствия контрольно-измерительной аппаратуры рассчитанной для измерения динамических процессов.

Кроме того, измерительный комплекс должен быть работоспособен в диапазоне температур: -50°C – $+40^{\circ}\text{C}$, устойчив к агрессивной среде, вибрациям и ускорениям.

Предлагаемый измерительный комплекс может быть реализован на базе IBM совместимого компьютера, снабженного модулем аналого-цифрового преобразования. Для того, чтобы данное устройство было функционально законченным необходимо, чтобы программное обеспечение данного программно-аппаратного комплекса способствовало моделированию вариационной структуры канала измерения крутящего момента. При этом обработка и отображение информации должны осуществляться в реальном масштабе времени.

Поскольку максимальное напряжение по входу АЦП программно-аппаратного комплекса не превышает 10 В, а ток в цепи электропривода достигает 1000 А при напряжении 700 В, то необходимо согласование силовых цепей буровой установки с измерительными цепями программно-аппаратного комплекса. Данная задача может быть решена путем применения новейших преобразователей типа измерительных трансформаторов тока типа ДТХ и измерительных трансформаторов напряжения типа ДНХ. Скорость вращения вала электропривода может быть определена с помощью тахогенератора по значению его выходного напряжения.

Характеристики основных узлов измерительного комплекса и разработка его программы измерения и обработки информации приведены ниже.

Состав измерительного комплекса

Измерительный комплекс крутящего момента на роторе буровой установки (ИКРУМ) реализован на методе динамических измерений и включает в свой состав:

1. Датчик измерения тока ДТХ – 1000.
2. Датчик измерения напряжения ДНХ.

3. Датчик измерения скорости вращения ТГ-30.
4. Плата аналого-цифрового преобразователя АЦП типа ЛА-2А.
5. Клавиатура управления ВГС5121 Win 95.
6. Монитор.
7. IBM-совместимый компьютер на базе Р-133.

Датчики измерения тока и напряжения, разработки ЗАО «Горизонт ЛТД», построены на использовании эффекта Холла с компенсацией ЭДС Холла встроенным операционным усилителем измерения напряжения в момент полной компенсации.

Датчики тока (фото – приложение 3 рисунок 4.7) ДТХ-1000 имеют следующие основные технические характеристики:

- | | |
|---|--------------|
| 1. Диапазон измерительного тока | 0 – 1000А |
| 2. Номинальное выходное напряжение | 10,0В |
| 3. Выходное напряжение холостого хода | 0,7% U_n |
| 4. Температурная погрешность не более | 0,7% на 10°С |
| 5. Температурный диапазон работы | –40° ÷ 80°С |
| 6. Время задержки выходного сигнала | 1 мкс |
| 7. Скорость нарастания выходного сигнала, А/мксек | 50 |
| 8. Потребляемая мощность | 6,5 Вт |
| 9. Нагрузочное сопротивление | 5 кОм |

Измерительный датчик тока состоит из замкнутого магнитопровода с зазором и обмоткой, датчика Холла и платы электронной обработки сигнала.

Магниточувствительный датчик Холла из антимонида индия закреплен в зазоре магнитопровода и соединен со входом электронного усилителя.

При протекании постоянного измеряемого тока по шине, охватываемой замкнутым магнитопроводом, в нем наводится магнитное поле. Датчик Холла, реагирующий на возникающее магнитное поле, вырабатывает напряжение Холла, пропорциональное измеряемому току.

Выходной сигнал с датчика усиливается электронным усилителем и подается в компенсационную обмотку.

По обмотке течет компенсационный ток, пропорциональный измеряемому току. Возникающее при этом магнитное поле компенсационной обмотки компенсирует магнитное поле измеряемого тока, и датчик Холла работает как нуль-орган, что позволяет получить высокое быстродействие преобразователя.

Датчик измерения напряжения (фото – приложение 3 рисунок 4.8) ДНХ имеет следующие основные технические характеристики:

1. Диапазон измеряемых напряжений	0 – 750 В
2. Номинальный входной ток	$10 \cdot 10^{-3} \text{ А}$
3. Номинальный выходной ток	$40 \cdot 10^{-3} \text{ А}$
4. Начальный выходной ток при нулевом измеряемом напряжении, не более	0,2 мА
5. Основная приведенная погрешность измерения, не более	1,0%
6. Нелинейность выходной характеристики, % не более	0,5
7. Пробиваемое напряжение между измеряемой и измерительной цепью, кВ, не менее	6
8. Напряжение питания, В	± 15
9. Ток потребления по питанию	60 мА
10. Диапазон рабочих температур	$-10 \div 70^\circ \text{ С}$

Расчет токозадающего сопротивления проводится по формуле

$$R_T = \frac{U_{ном}}{I_{вх}}$$

где $I_{вх}$ – номинальный входной ток обмотки 10 мА;

$U_{ном}$ – задаваемый верхний предел измерения напряжения;

R_T – токозадающее сопротивление, которое необходимо подключить последовательно с датчиком для заданного номинального напряжения измерения U_H .

Потребитель нагружает токовый выход ДНХ таким сопротивлением (сопротивление нагрузки), чтобы получить напряжение, удобное для дальнейшей обработки. Рекомендуемое сопротивление $R_H = 150 \text{ Ом}$ для получения стандартного выходного напряжения – 6 В. Нагрузочное сопротивление должно быть подключено до подачи питания.

Схемы подключения измерительных датчиков к АЦП

В связи с большой удаленностью измерительных преобразователей тока, напряжения и угловой скорости от измерительного комплекса целесообразно использовать дифференциальные входы АЦП, что позволяет существенно снизить влияние синфазной помехи на результат измерения. При этом следует иметь в виду, что не используемые входы ЛА-2 должны быть заземлены. При использовании дифференциальных каналов платы, каждый источник сигнала подключается к соответствующему каналу АЦП двумя проводами. Неинвертирующий вход АЦП подключается в выходной клемме источника сигнала, а инвертирующий вход соединяется с другой парафазной клеммой источника сигнала, либо заземляется непосредственно на корпусе источника сигнала, если таковой клеммы нет.

При использовании большего числа методов подключения экрана, делителей, линий связи и фильтров среза верхних частот предлагается наиболее целесообразный метод, представленный на рисунке 4.9.

Здесь, на рисунке 4.9, *а* представлена схема подключения датчика угловой скорости – тахогенератора. Экран линии связи соединяется в точке подключения к тахогенератору с его корпусом, а к аналоговой «земле» АЦП подключены емкости C_1 и C_2 , обеспечивающие срез высокочастотной помехи. Делитель напряжения 1660 Ом и 330 Ом подключен непосредственно к плате АЦП. На рисунке 4.9, *в* и *с* приведены схемы подключений датчика тока и напряжения. Здесь, как и в первом случае экран линии связи подключается в точке подключения датчика, а делитель и фильтры к аналоговой «земле» АЦП.

Моделирование канала динамических измерений

В разработанном измерительном комплексе крутящего момента информации с датчика тока, напряжения и угловой скорости поступает на дифференциальные входы АЦП, согласно функции измерения данные тока и напряжения перемножаются, что позволяет получить значение мощности, а затем должна быть проведена обработка информации с учетом модели динамического канала измерения с целью получения на его выходе зависимости вида $M = P / \omega$.

Вариационный канал измерения подробно проанализирован в [7; 14; 111], а его структура приведена на рисунке 4.10. Согласно структуры канала измерения он может быть описан следующими дифференциальными уравнениями:

$$T_1 \cdot T_2 \cdot \frac{d^2 U_1}{dt^2} + (T_2 + T_1) \cdot \frac{dU_1}{dx} + U_1 = k \cdot (T_2 - T_1) \cdot \frac{dN}{dt}; \quad (4.38)$$

$$T_3 \cdot T_4 \cdot \frac{d^2 U_2}{dt^2} + (T_3 + T_4) \cdot \frac{dU_2}{dx} + U_2 = k \cdot (T_4 - T_3) \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (4.39)$$

Здесь уравнения (4.38; 4.39) определяют каналы в виде апериодических звеньев с равными постоянными времени для 1-го – 3-го и 2-го – 4-го каналов и являются уравнениями измерения мощности и скорости вращения вала.

$$W_N(p) = \frac{k' \cdot p \cdot (T_2 - T_1)}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1}, \quad (4.40)$$

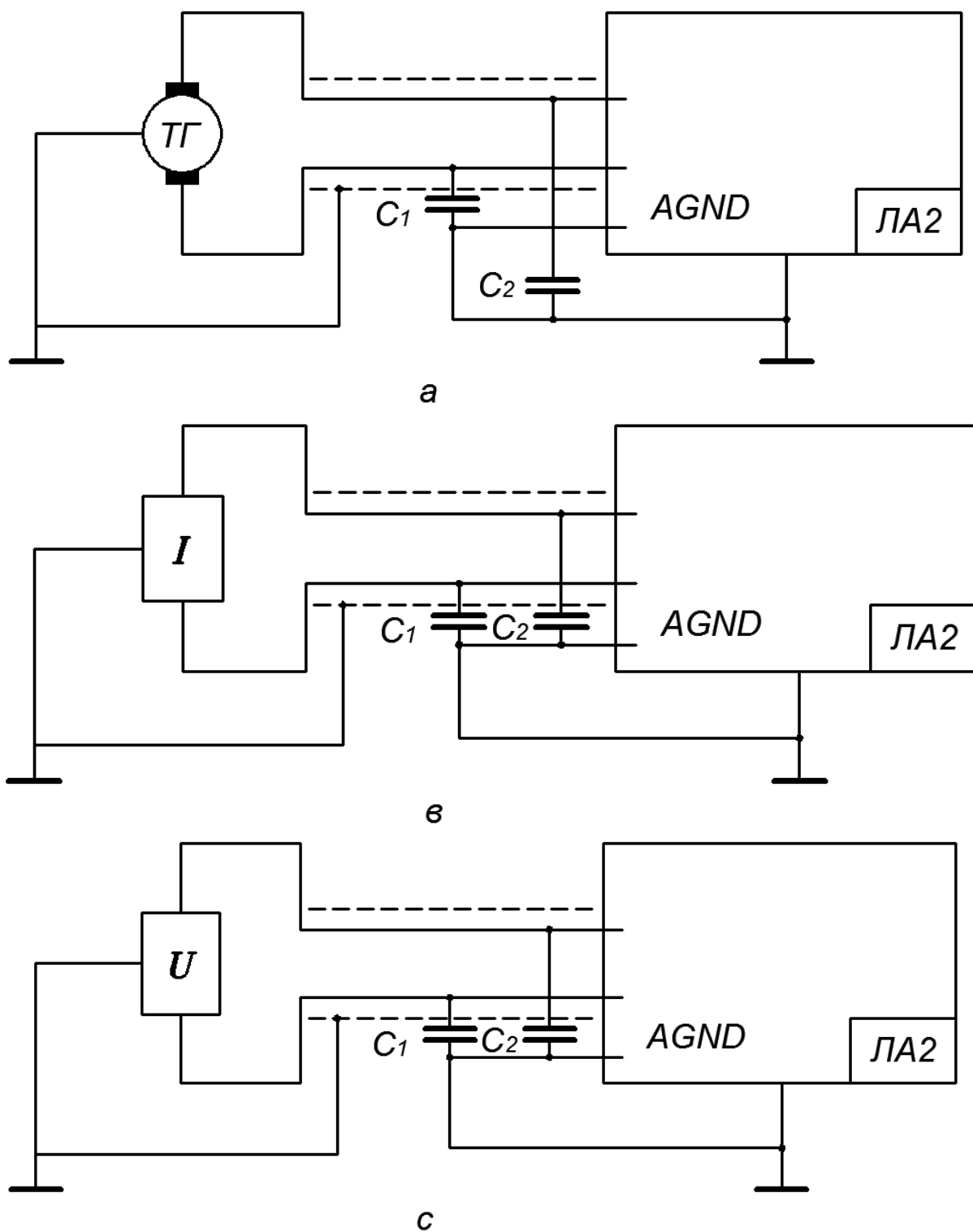


Рисунок 4.9 – Схемы подключения датчиков

Запишем уравнения 4.38 и 4.39 в виде уравнений в конечных разностях, тогда получим

$$T_1 \frac{U'_{i+1} - U'_i}{\tau} + U'_i = k' N_i, \quad (4.41)$$

$$T_2 \frac{V'_{i+1} - V'_i}{\tau} + V'_i = k' N_i, \quad (4.42)$$

при принятых обозначениях: $U = U'_1; V = U''_1$.

$$U'_{i+1} + \frac{1}{T_1}(\tau - 1)U'_i = \frac{\tau}{T_1} k' P_i \quad (4.43)$$

$$V'_{i+1} + \frac{1}{T_2}(\tau - 1)V'_i = \frac{\tau}{T_2} k' P_i \quad (4.44)$$

$$U_1(t_1) = U_1^{(1)} = U'_1 - U''_1 \quad (4.45)$$

Тогда для каждого шага дискретизации можно записать:

$$i=0 \left\{ \begin{array}{l} U'_1 = \frac{1}{T_1}(1 - \tau)U'_0 + \frac{\tau}{T_1} k' P_0 \\ U''_1 = \frac{1}{T_2}(1 - \tau)U''_0 + \frac{\tau}{T_2} k' P_0 \end{array} \right. \quad (4.46)$$

... ..

$$i=1 \left\{ \begin{array}{l} U'_2 = \frac{1}{T_1}(\tau - 1)U'_1 + \frac{\tau}{T_1} k' P_1 \\ U''_2 = \frac{1}{T_2}(\tau - 1)U''_1 + \frac{\tau}{T_2} k' P_1 \end{array} \right. \quad (4.47)$$

$$i=n \left\{ \begin{array}{l} U'_n = \frac{1}{T_1}(\tau - 1)U'_{n-1} + \frac{\tau}{T_1} k' P_{n-1} \\ U''_n = \frac{1}{T_2}(\tau - 1)U''_{n-1} + \frac{\tau}{T_2} k' P_{n-1} \end{array} \right.$$

$$U_1(t_i) = U'_1 - U''_1; U_2(t_i) = U'_2 - U''_2 \quad (4.48)$$

Значение крутящего момента определится делением:

$$M(t) = \frac{U_1(t_i)}{U_2(t_i)} \quad (4.49)$$

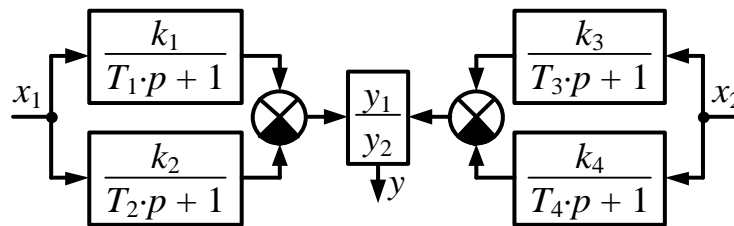


Рисунок 4.10 – Двухвходовая модель системы

Разработка программы канала измерения и обработки

Программа канала измерения базируется на выражениях 4.45 – 4.49.

Перечень переменных, используемых при вычислениях.

Переменные инициализации:

τ – период дискретизации (квантование по времени);

T_1, T_2 – постоянные времени;

k_1, k_2 – коэффициенты передачи;

$norm\ U$ – нормирующий коэффициент канала измерения напряжения;

$norm\ I$ – нормирующий коэффициент канала измерений тока;

$norm\ N$ – нормирующий коэффициент канала измерения мощности;

$norm\ \omega$ – нормирующий коэффициент канала измерения угловой скорости;

$norm\ M$ – нормирующий коэффициент канала измерения крутящего момента;

ω_{\min} – минимально допустимая величина по каналу измерения угловой скорости;

M_{\max}, M_{\min} – граничные допустимые величины по каналу измерения момента.

Входные и выходные переменные:

U – напряжение питания цепи якоря ДПТ;

I – ток якорной цепи;

ω – угловая скорость вала двигателя;

M – крутящий момент;

N – мощность потребления ДПТ.

Служебные переменные:

$$k_{MT1} = \frac{T_1}{\tau + T_1}, \quad k_{MT2} = \frac{T_2}{\tau + T_2}.$$

$$k_{MK11} = \frac{\tau \cdot k_1}{\tau + T_1}, \quad k_{MK12} = \frac{\tau \cdot k_1}{\tau + T_2}, \quad k_{MK21} = \frac{\tau \cdot k_2}{\tau + T_1}, \quad k_{MK22} = \frac{\tau \cdot k_2}{\tau + T_2},$$

t_{MP1}, t_{MP2} – временные переменные;

m_1 – соответствует разностному сигналу по каналу измерения мощности ($U_{1i} = U'_{1i} - U''_{1i}$), временно используется для хранения откорректированного значения скорости;

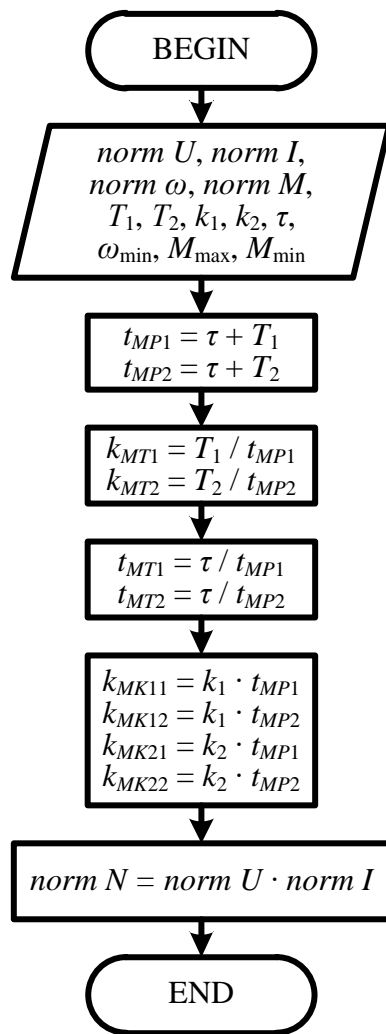
m_2 – соответствует разностному сигналу по каналу измерения мощности ($U_{2i} = U'_{2i} - U''_{2i}$), временно используется для хранения откорректированного значения мощности;

$m_{11i}, m_{12i}, m_{21i}, m_{22i}$ – текущие значения сигналов по каналам мощности и угловой скорости ($U'_{1i}, U''_{1i}, U'_{2i}, U''_{2i}$ соответственно), рассчитанные для данного момента времени;

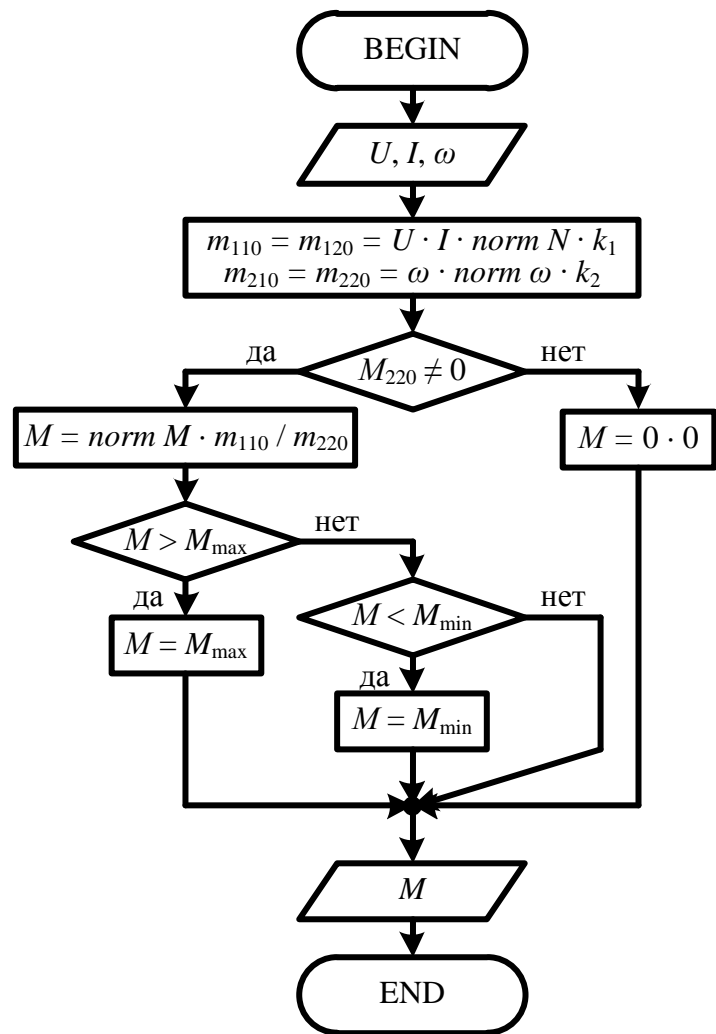
$m_{110}, m_{120}, m_{210}, m_{220}$ – предыдущие значения сигналов по каналам измерения мощности и угловой скорости ($U'_{1(i-1)}, U''_{1(i-1)}, U'_{2(i-1)}, U''_{2(i-1)}$ соответственно), рассчитанные на предыдущем временном отсчете.

Блок-схемы и алгоритмы

Блок-схемы и алгоритмы, используемые при вычислениях и обработке динамического канала измерения тока, напряжения, мощности, угловой скорости вала ДПТ и крутящего момента на его валу приведены на рисунках 4.11-4.12.



а



б

Рисунок 4.11 – Блок-схема инициализации (а) и блок-схема функции вычисления начальных условий и мгновенного значения момента (б)

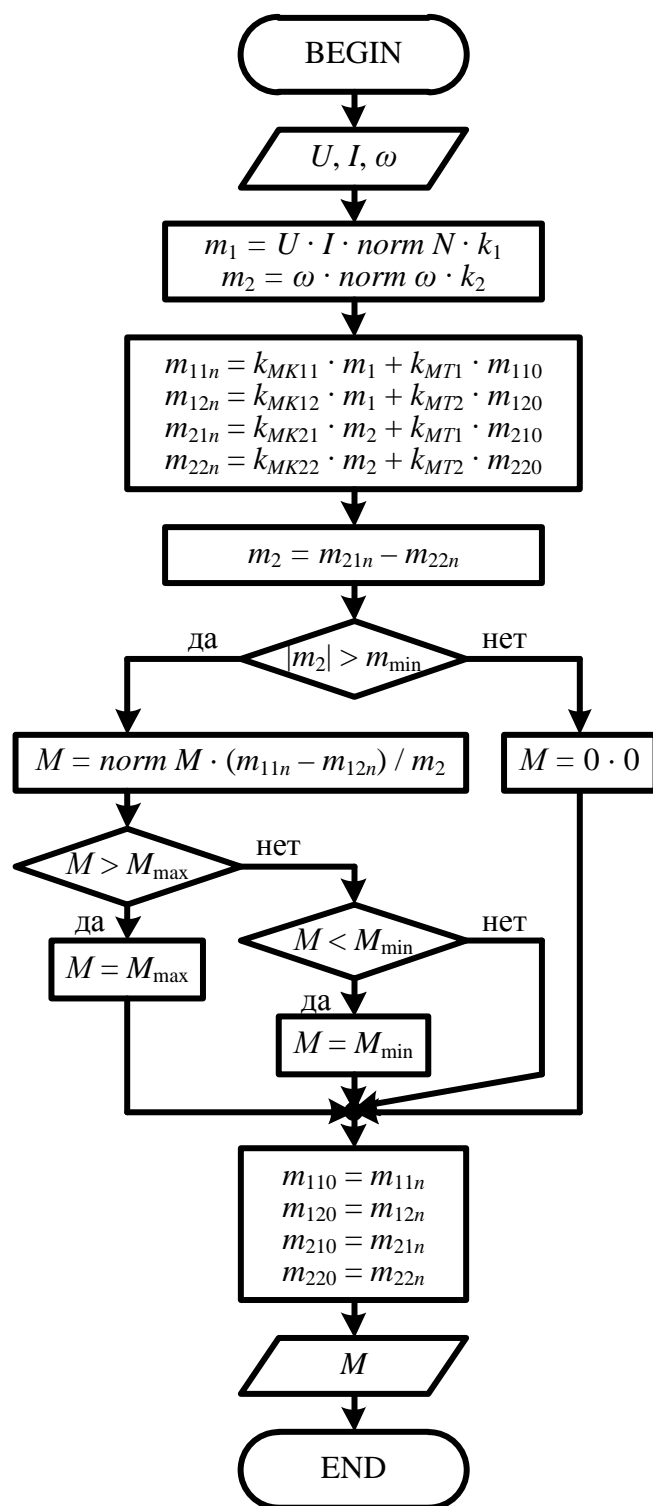


Рисунок 4.12 – Блок-схема функции вычисления наброса мощности

Обобщенный канал управления, измерения и обработки

Блок – схема обобщенного алгоритма

Модуль 1 – осуществляет получение из командной строки информации об используемом динамическом режиме обработки входных данных и режиме сохранения данных на дисковой накопитель.

Формат командной строки:

FILENAME A B:

где **FILENAME** – имя файла, запускающего программу (по умолчанию **IK_KRUM.COM**);

A – параметр, определяющий характер динамики обработки данных:

B – параметр, определяющий режим сохраняющей данных:

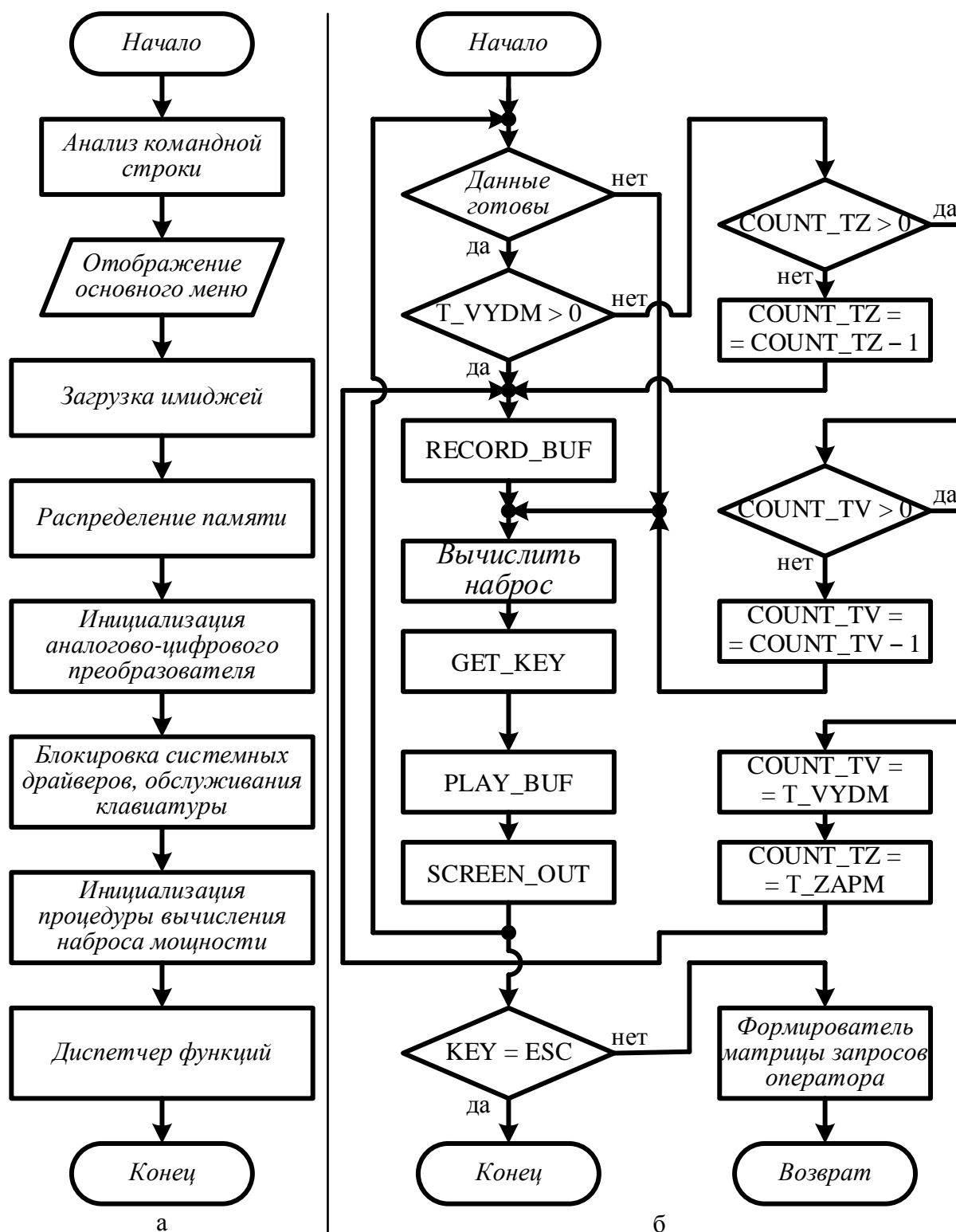


Рисунок 4.13 – Блок-схема обобщённого алгоритма (а) и, отдельно блок-схема модуля «Диспетчер функций» (б)

Допустимые значения:

$A = 0$ – значение постоянных времени равны соответственно: $T1=0,05$ и $T2 = 0,055$;

$A = 1$ – значение постоянных времени равны соответственно: $T1=0,02$ и $T2 = 0,022$;

$A = 2$ – значение постоянных времени равны соответственно: $T1=0,01$ и $T2 = 0,011$;

По умолчанию используется режим $A=0$.

B – параметр, определяющий режим сохраняющей данных:

$B = 0$ – в режиме «Запись» осуществляется постоянное сохранение данных на дисковый накопитель;

$B = 1$ – в режиме «Запись» осуществляется сохранение 3,15 минутного участка на дисковый накопитель с интервалом выдержки 19,8 мин;

$B = 2$ – в режиме «Запись» осуществляется сохранение 10 минутного участка на дисковый накопитель с интервалом выдержки 59,8 мин.

По умолчанию используется режим $B = 0$.

Модуль 2 – осуществляет вывод на экран изображения основного меню в той части, которая затем не будет подвержена регенерации.

Модуль 3 – осуществляет считывание с дискового накопителя в память ЭВМ файлов, содержащих упакованные данные изображения, которые будут регенерироваться в процессе работы программы. Метод упаковки –RLE.

Модуль 4 – предназначен для определения адресов физической памяти, используемой в качестве буферов для накопления и обработки оперативной информации.

Модуль 5 – осуществляет инициализацию аппаратуры устройства аналогово-цифрового преобразования с настройкой таймера на частоту дискретизации 900Гц и мультиплексора на опрос 3-х каналов (0, 1, 2). Здесь же осуществляется установка вектора прерывания обработчика прерываний от таймера аналогово-цифрового преобразователя.

Модель 6 – предназначен для блокировки системного обработчика прерываний от клавиатуры с целью использования метода опроса

клавиатуры "на лету", т.е. очередь запросов на обслуживание нажатых клавиш отсутствует. Это обусловлено тем, что при обработке этой информации могут быть потеряны основные данные, записываемые в циклическую очередь.

Модуль 7 – осуществляет вызов процедуры инициализации для вычисления мгновенных значений наброса момента.

Модуль 8 – основная процедура, осуществляющая диспетчирование функций обработки потоков заявок от аналогово-цифрового преобразователя и оператора.

Блок-схема модуля 8 «Диспетчер функций» изображена на рисунке 5, б. Здесь:

T_VYDM – константа, содержащая максимальное количество циклов выдержки (по умолчанию $T_VYDM = 0$).

T_ZAPM – константа, содержащая максимальное количество циклов в записи (при T_VYDM – не имеет смысла).

COUNT_TZ – переменная, содержащая текущее количество циклов записи.

COUNT_TV – переменная, содержащая текущее количество циклов выдержки.

RECORD_BUF – функции, осуществляющая сохранение заполненных буферов данных, поступивших от аналогово-цифрового преобразователя на дисковый накопитель. Запись сопровождается форматированием кадра. Кадр записи состоит из 16391 байта. Формат кадра представлен в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Формат кадра

Номера байт	Назначение
0	секунда записи кадра
1	минута записи кадра
2	час записи кадра
3	день записи кадра
4	месяц записи кадра
5 и 6	год записи кадра
7–16390	данные

GET_KEY – функция, осуществляющая чтение текущего состояния клавиатуры, определение кода нажатой клавиши, формирование матрица запросов оператора.

Процедуры PLAY_BUF и SCREAN_OUT осуществляют вывод на экран записанных и текущих данных соответственно. SCREAN_OUT, кроме того, осуществляет регенерацию изображений на экране с частотой 18,2 Гц. Функционирование PLAY_BUF и SCREAN_OUT координируется текущим значением времени.

На мониторе выведен экран осциллографа и основные кнопки управления. С помощью кнопок управления можно проводить измерения в трех режимах:

- измерение текущего значения мощности двигателя привода;
- измерение суммарного значения крутящего момента $M = M_0 + \Delta M$;
- измерение динамического приращения крутящего момента.

Осциллограммы всех трех режимов измерения представлены в приложении 2 рисунок 4.14; приложении 2 рисунок 4.15; в приложении 2 рисунок 4.16.

Координатная сетка осциллографа проградуирована в единицах реального времени, а также в единицах измеряемых величин. Масштаб изображения измеряемой величины может быть взят как 1/10; 1/100; 1/1000 соответственно.

4.4. Производственные испытания двухвходовой системы контроля

параметров бурения

Проведенные разработки компьютерных средств измерения на базе двухвходовых систем контроля параметров бурения позволили провести производственные испытания средства измерения на экспериментальной скважине фирмы «Элтех» г. Усинска, Республика Коми. В результате испытаний выявился целый ряд преимуществ предложенной системы контроля параметров бурения. Показано, что компьютерная система измерения позволяет не только проводить измерение контролируемых параметров, но и отслеживать их временные изменения в реальном масштабе времени. Система контроля позволяет проводить измерения следующих параметров:

1. Текущее значение крутящего момента на валу привода буровой установки $M(t) = M_0 \pm \Delta M(t)$.

2. Текущее значение мощности двигателя привода бурильной колонны: $N(t) = N_0 \pm \Delta N(t)$.

3. Градиент крутящего момента $\Delta M(t) = \frac{dU_N}{d\omega}$.

Испытания проводились при различных осевых нагрузках на буровой инструмент, что позволило получить целый ряд новых зависимостей режимов бурения, использование которых существенно облегчает прогнозирование оптимальной стратегии бурения. Выявлен эффект жестких биений колонны бурильных труб (релаксационных колебаний в системе бурильная колонна – привод) и определено их влияние на динамику процесса бурения. Определены частотные зависимости механической части системы от осевой нагрузки. Определена зависимость затрат мощности двигателя привода от частоты релаксационных колебаний, выявлена зависимость градиента крутящего момента от величины осевой нагрузки. Изменение текущего значения крутящего момента от осевой нагрузки.

Иными словами, методика измерения параметров бурения с использованием двухвходовых структур, как качественно новый метод контроля позволят не только реализовать измерение режимных параметров и отслеживать их изменение в реальном времени, но и прогнозировать оптимальную стратегию бурения с использованием зависимостей их изменения.

Двухвходовая система контроля параметров бурения с использованием структур выделения переменных составляющих динамических приращений [64] представлена на рисунке 4.17. Система реализована на вариационных структурах с двумя каналами измерения:

- каналом измерения динамических приращений мощности двигателя привода бурильной колонны;
- каналом измерения динамических приращений угловой скорости вращения выходного вала привода.

Апериодические звенья, входящие в вариационные структуры [61], имеют встречно – параллельное включение, их выходы подключены к функциональному блоку деления, что в целом и определяет двухвходовую систему контроля параметров [63].

Возможность использования каналов измерения отдельно [62], а также с использованием функциональных блоков позволяют реализовать измерение нескольких параметров бурения [7;106], а именно:

- скорость изменения мощности двигателя привода $\frac{dN}{dt}$ по каналу измерения мощности;
- скорость изменения частоты вращения выходного вала привода $\frac{d\omega}{dt}$;
- градиент крутящего момента $gradM = \frac{\frac{dN}{dt}}{\frac{d\omega}{dt}} = \frac{U_N}{U_\omega}$;
- статическое значение крутящего момента на валу привода

$$M \pm \Delta M = \frac{N \pm \Delta N}{\omega \pm \Delta \omega}.$$

На экран дисплея выводятся осциллограммы изменения в реальном времени мощности двигателя привода, градиента крутящего момента и текущее значение крутящего момента вида $M \pm \Delta M$, где ΔM его динамическое приращение определяемые отношением $\Delta M = \frac{\pm \Delta N}{\pm \Delta \omega}$.

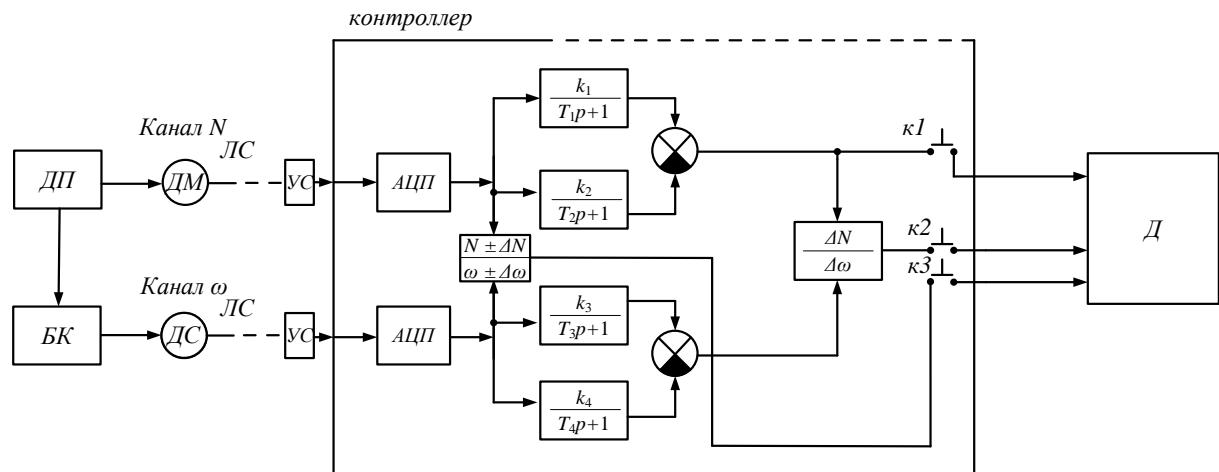


Рисунок 4.17 – Структура двухвходовой системы контроля параметров бурения

ДП – двигатель привода бурильной колонны;

БК – бурильная колонна;

ДМ – датчик мощности;

ДС – датчик угловой скорости вращения вала привода;

ЛС – линия связи;

УС – устройство согласования с входными параметрами АЦП;

АЦП – аналого цифровой преобразователь контроллера;

$\frac{K_1}{T_1 p + 1} = W_1(p)$ – передаточная функция первого аperiodического звена

канала измерения мощности;

$\frac{K_2}{T_2 p + 1} = W_2(p)$ – передаточная функция второго аperiodического звена

канала измерения мощности;

$\frac{K_3}{T_3 p + 1} = W_3(p)$ – первое аperiodическое звено канала измерения

угловой скорости бурильной колонны;

$\frac{K_4}{T_4 p+1} = W_4(p)$ – второе апериодическое звено канала измерения

угловой скорости;

$\Delta N / \Delta \omega$ – блок деления преобразователя градиента крутящего момента

$$\Delta M(t) = \frac{dN/dt}{d\omega/dt};$$

$$\frac{N \pm \Delta N}{\omega \pm \Delta \omega} = \pm \Delta M + M$$
 – блок измерения статического значения крутящего

момента;

K1; K2; K3 – переключатели контроля наблюдения параметров;

Д – дисплей.

Испытания проводились на буровой установке с электроприводом постоянного тока экспериментальной скважины фирмы «Элтех», г. Усинска республики Коми. Измерительный комплекс располагался на расстоянии 80 м. от буровой установки. В качестве соединительных линий использовался измерительный экранированный кабель, который был подключен к выходам датчиков тока и напряжения электродвигателя привода через умножитель контроллера, с целью определения мощности, и тахогенератор типа ТГВ к валу привода с целью определения угловой частоты. Выход кабеля подключался к входу блока сопряжения с АЦП контроллера. Питание контроллера осуществлялось от автономного источника УПС, а питание усилителей датчиков тока и напряжения от стабилизированного источника ± 15 В.

Испытания измерительного комплекса проводились на различных режимах и на различных глубинах проходки скважины. Наибольший интерес представляли измерения в процессе бурения при различных осевых нагрузках, процесс подъема и опускания свечи колонны бурильных труб.

Начальная глубина проходки скважины, соответствующая циклу измерения, равнялась 3457 м. Основной разбуриваемой породой на этой глубине является известняк.

Основные параметры бурового оборудования:

1. Трубы бурильной колонны – УБТ-10-180 км.
2. Напряжение электродвигателя привода – 460 В.
3. Номинальный ток якоря – 150 А.
4. Обороты роторного стола – 80 об/мин.
5. Обороты вала лебедки – 80 об/мин.
6. Обороты привода насоса – 80 об/мин.
7. Скорость вращения вала двигателя – 500 об/мин.
8. Тип коробки редуктора – КПП-200-У1.
9. Коммерческая скорость проходки – 1,5 м/час.
10. Напряжение тахогенератора – 65 В.
11. Вес 1 м свечи труб с муфтой – 36 кг.
12. Вес колонны труб с инструментом – 143 т.
13. Нагрузка на долото – $12 \div 18$ т.

В приложениях 2 на рисунках 4.18–4.29 приведены осциллограммы функций вида $N(t) = N_0 \pm \Delta N(t)$; $M(t) = M_0 \pm \Delta M(t)$; $M(t) = \pm \Delta M(t)$ с экрана монитора снятые для различных осевых нагрузках 12; 14; 16 и 18 т. Бурение для каждой осевой нагрузки проводилось в течении 15 минут.

Из анализа результатов полученных данных следует:

При нагрузках на долото до 12 кН проходит равномерный процесс бурения, определяемый равномерной затратой мощности на преодоление, в основном, сил трения, обусловленное плоским изгибом колонны буровых труб. Длина растянутой части колонны в этом случае максимальна. Суммарная сила прижатия растянутой части колонны находится в точке максимума.

Крутильные автоколебания определяются гармоническим приращением крутящего момента (приложение 2 рисунок 4.19) при этом кинетическая энергия привода не создает накопления потенциальной энергии породоразрушающего инструмента и вращение растянутой и сжатой части

колонны происходит равномерно при определенном угле закручивания свечи.

В приложении 2 на рисунке 4.19 приведена осциллограмма динамического наброса крутящего момента, замеренного по динамическому каналу. По осциллограмме ясно пролеживаются вращательные моменты трения колонны бурильных труб в сжатой части для нагрузки на долото равной 120кН. Число полувольт изгиба сжатой части, а также скорость вращения роторного стола определяют частоту повторения динамического наброса момента, равного примерно 1,02 Гц.

Статическое значение крутящего момента (приложение 2 рисунок 4.20) для этой нагрузки на долото является постоянным вследствие отсутствия крутильных автоколебаний.

Увеличение осевой нагрузки на долото до 140кН приводит к резкому нарастанию затрат мощности электропривода (приложение 2 рисунок 4.21), так как при этой нагрузке начинается возникновение релаксационных автоколебаний с частотой порядка 0,015 Гц, что хорошо видно на осциллограмме. Однако длина растянутой части колонны для этого случая значительно больше длины сжатой части, изгиб сжатой части колонны увеличивается, что приводит к увеличению сил трения и потребляемой мощности. Величины динамического и статического момента с частотой 0,015 Гц крутильных автоколебаний.

При дальнейшем увеличении нагрузки до 160кН в связи с уменьшением длины растянутой части колонны и увеличением сжатой частота автоколебаний увеличивается до 0,83 Гц, а приращение динамического момента, приближается к критическому. Потребление мощности максимально, так как наблюдается переходный режим $M_{кр} = M_{тр} + M_{из}$ и наблюдается обратное перекачивание по стенке скважины.

Увеличение осевой нагрузки на долото до 180кН приводит к резкому увеличению длины сжатой части колонны, что увеличивает частоту крутильных колебаний до 2,4 Гц, т.е. выше резонансной. При этом

наблюдается вращение колонны со скольжением и оптимальным режимом перекачки кинетической энергии в потенциальную и обратно, что приводит к уменьшению потребляемой мощности, а, следовательно, и уменьшению статического значения крутящего момента.

Проведенный анализ позволил получить ряд важных зависимостей, реализующих прогнозирование оптимального режима бурения для данной глубины проходки скважины. Полученные данные совпадают с данными ранее приведенных работ, раскрытых во второй главе диссертации, следовательно, для прогнозирования режима бурения достаточно знать значение крутящего момента и его динамический наброс.

На основании анализа можно провести обобщение данных по прогнозированию бурения скважин.

На рисунке 4.30 приведен график изменения частоты крутильных колебаний от осевой нагрузки. Здесь прослеживается прямо пропорциональная зависимость частоты крутильных колебаний автоколебаний, либо трения узлов полуволн сжатой части бурильных труб, что существенно уменьшает поверхность трущихся участков колонны бурильных труб, а, следовательно, момент сопротивления и затрачиваемую мощность. Однако беспредельное увеличение нагрузки на долото приведет к излишне большому числу узлов полуволн сжатой части колонны, что в свою очередь определится увеличением момента трения. Оптимальной в этом случае является нагрузка на долото равная 180кН, или 1/8 веса колонны бурильных труб с учетом бурового инструмента.

На рисунке 4.31 приведена зависимость потребляемой мощности от частоты крутильных автоколебаний. С дальнейшим увеличением частоты более 2 Гц мощность затрат начинает возрастать.

На рисунках 4.32 и 4.33 приведены зависимости динамического наброса крутящего момента и статическое значение крутящего момента в зависимости от осевой нагрузки. Из графика рис. 4.36 прослеживается зависимость резкого увеличения динамического приращения крутящего

момента при осевой нагрузке на долото 160кН, когда частота биений близка к механическому резонансу. Однако статическая составляющая крутящего момента для этой нагрузки рисунке 4.34 стремится к минимуму.

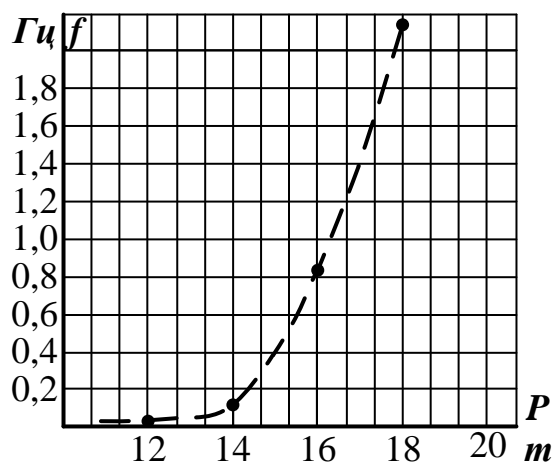


Рисунок 4.30 – Зависимость частоты биения от осевой нагрузки

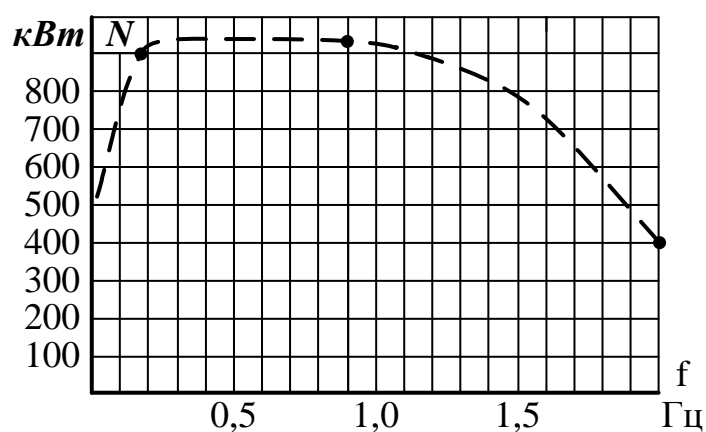


Рисунок 4.31 – Зависимость затрат мощности от частоты биений

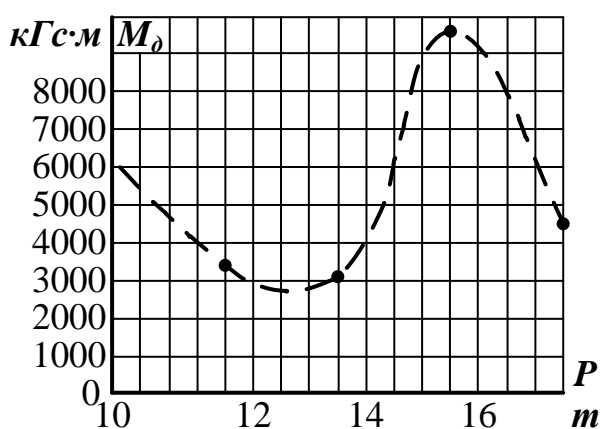


Рисунок 4.32 – Зависимость динамического наброса крутящего момента от осевой нагрузки

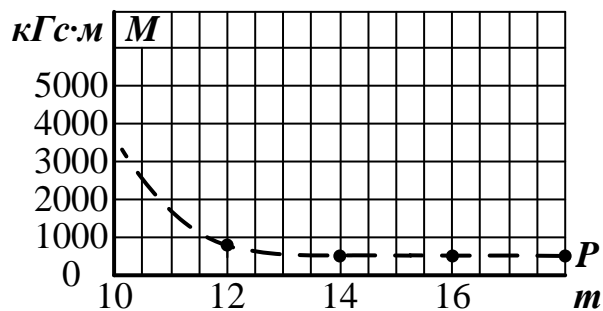


Рисунок 4.33 – Зависимость крутящего момента от осевой нагрузки

Выводы:

1. Для объективной оценки динамики процесса бурения скважины стремятся к увеличению числа измеряемых параметров и точек контроля, что повышает стоимость буровых работ.

2. Число измеряемых параметров может быть сокращено путем выбора рационального параметра, включающего в себя функциональные связи с большинством измеряемых величин.

3. Одним из эффективных параметров контроля является градиент крутящего момента, объединяющий большое число режимных параметров бурения, и случайных факторов при воздействии диссипативных сил.

4. Управление режимом бурения по градиенту крутящего момента позволяет не только оптимизировать процесс бурения по механической скорости проходки, но и компенсировать автоколебания бурильной колонны.

5. Предложенный противофазный способ компенсации релаксационных колебаний позволяет не только устранить эти колебания, но и существенно снизить мощность потребления бурильной колонной двигателя привода при ее работе.

6. Противофазный способ компенсации релаксационных колебаний отличается простотой реализации и большей эффективностью в сравнении с программными методами и методами виртуального моделирования оптимальной стратегии бурения.

7. Проведение наработки по исследованию двухвходовых систем контроля крутящего момента позволили перейти к разработке реального компьютерного средства измерения на базе вариационных структур.

8. Проведен анализ средства измерения динамической составляющей крутящего момента, на базе которого разработан состав измерительного комплекса.

9. Подобраны основные узлы и блоки для реализации измерительного комплекса крутящего момента.

10. Проведено моделирование канала измерений, на основании которого разработаны программы проведения измерений.

11. В целом, с использованием материалов исследований вариационных структур и двухвходовых система контроля параметров бурения удалось реализовать компьютерный комплекс измерения крутящего момента на роторе привода буровой установки.

12. Производственные испытания показали возможность качественного выделения и измерения градиента крутящего момента (осциллограммы приложение 2 рисунок 4.22; приложение 2 рисунок 4.25; приложение 2 рисунок 4.28; рисунок 4.31).

13. С использованием осциллограмм (приложение 2 рисунок 4.21; приложение 2 рисунок 4.24; приложение 2 рисунок 4.27; рисунок 4.30) возможно проведение измерения мощности двигателя привода буровой колонны вида $N = N_0 \pm \Delta N$.

14. С использованием осциллограмм возможно измерение полного значения крутящего момента вида $M = M_0 \pm \Delta M$.

15. Компьютерное средство измерения на двухвходовой системе контроля параметров бурения позволяет фиксацию и измерение релаксационных колебаний мощности двигателя привода буровой колонны.

16. При осевой нагрузке на долото до 140кН изгиба сжатой части колонны буровых труб в спираль практически не происходит, т. е. биения

бурильной колонны отсутствуют, но при этом снижается амплитудное значение динамического наброса с одновременным увеличением постоянной составляющей значения крутящего момента;

17. С увеличением осевой нагрузки до 160кН динамическая составляющая крутящего момента достигает максимального значения при неизменном значении статической составляющей. Этот режим является для данного случая режима бурения наиболее опасным, так как к колонне труб, находящихся в напряженном состоянии, прикладываются рывки колонны труб;

18. С дальнейшим увеличением осевой нагрузки на долото происходит сжатие колонны труб в спираль с большим числом полуволн, что приводит к снижению обеих составляющих крутящего момента. Затраты мощности электропривода при этом минимальны, но скорость проходки уменьшается вследствие увеличения сопротивления продольному движению колонны труб. Таким образом,, наблюдая осциллограммы на мониторе измерительного комплекса можно судить не только о величине крутящего момента, мощности затрат электропривода, скорости вращения вала, но и косвенно определять осевую нагрузку на долото по зависимости частоты биений от осевой нагрузки, выбирать оптимальный режим бурения по отсутствию биений на осциллограмме, что определяет отсутствие динамической составляющей крутящего момента, а также прогнозировать предаварийную ситуацию, когда наблюдается максимальный рост динамической составляющей крутящего момента.

5. Применение двухвходовых структур для целей управления и контроля

Рассмотренные примеры построения средств измерения, а также компьютерных измерителей динамических приращений параметров позволяют сделать вывод о возможности их широкого применения в системах управления и регулирования. Авторы наиболее подробно рассмотрели возможности построения систем управления бурением с использованием двухвходовых структур, так как объект управления в этом случае является наиболее непредсказуемым с точки зрения динамического поведения. Действительно, вследствие большого числа случайных факторов и диссипативных сил, влияющих на работу бурильной колонны в скважине при ее углублении, выявить закономерности ее поведения не реально, а определить взаимодействия в системе «бурильная колонна – привод» не представляется возможным.

Следует отметить, что для анализа работы бурильной колонны накопленных статистических экспериментальных данных недостаточно, так как для каждой конкретной скважины меняется спектр случайных факторов. В этой связи построение систем управления с использованием динамических приращений параметров управления является наиболее эффективным. Ниже рассмотрены примеры построения систем управления бурением на базе двухвходовых структур измерения динамических приращений параметров с использованием различных принципов.

5.1. Предпосылки построения систем управления на базе двухвходовых структур

В настоящее время существует множество способов и устройств программной оптимизации процесса углубления скважины. Часть программных методов управления базируется на разработанных программах

бурения по геологическим характеристикам структуры предполагаемой проходки скважины. Часть методов основана на программном управлении с вводом коррекции текущих параметров бурения по их измеренным значениям с последующей обработкой этих параметров в вычислительных центрах. Широко используются методы программной оптимизации углубления скважины с применением оптимальных режимов параметров бурения. Большое внимание привлекают последние разработки управления с использованием оптимальной модели процесса углубления скважины, построение которой определяется геологической структурой проходки скважины. В этом случае проводят коррекцию параметров бурения по текущим значениям в процессе проходки.

При автоматизированном процессе бурения учитывать оптимальные соотношения параметров необходимо, и они могут быть заложены в программу управления, однако при этом необходимо учитывать свойства бурильной колонны как объекта управления. Бурильная колонна в режиме бурения может является структурно неустойчивой, т.е. при проходке скважины в равномерном режиме в результате возмущающего воздействия возможен срыв устойчивого режима и вхождение бурильной колонны в автоколебания с расходящейся амплитудой.

Общая задача управления сложным технологическим объектом управления включает в себя несколько взаимосвязанных подзадач. В структуре системы управления таким объектом в общем случае можно выделить следующие основные контуры: оптимизации, стабилизации и идентификации объекта управления, оптимизации стабилизирующего управляющего устройства. Структура системы управления представлена на рисунке 5.1.

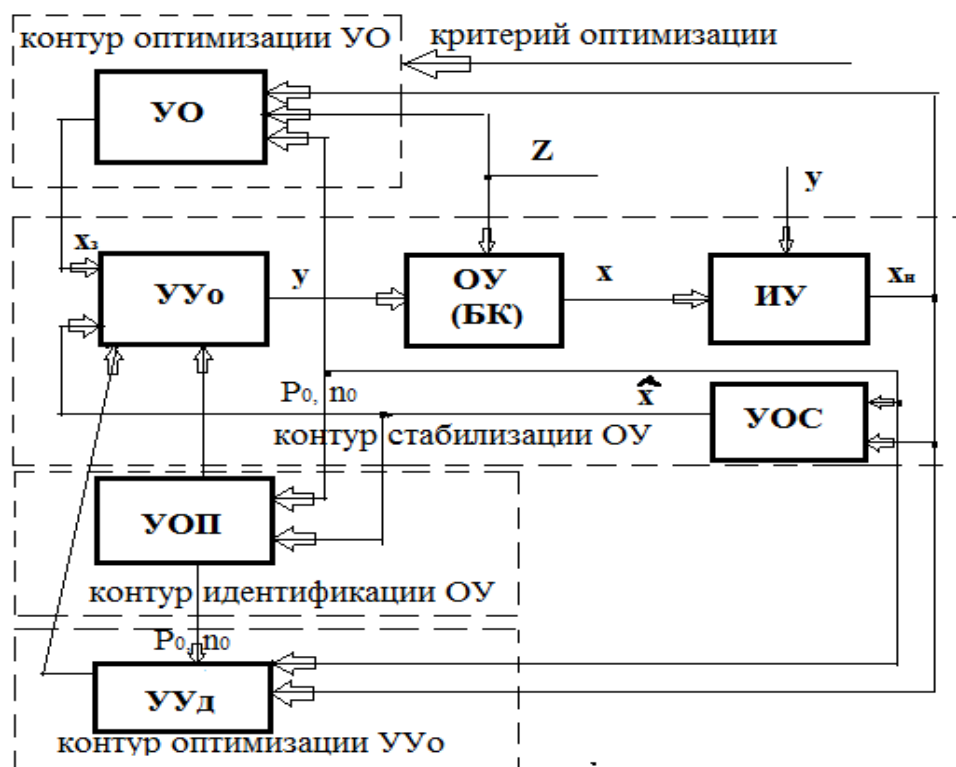


Рисунок 5.1 – Структура системы управления

Контур оптимизации объекта управления (ОУ) с помощью специального устройства оптимизации (УО) реализуемого в УВМ определяет наилучший по выбранному критерию режим функционирования объекта и выдаёт соответствующие этому режиму задания (установки) x_z контуру стабилизации. Контур оптимизации объекта работает обычно в сравнительно медленном темпе и периодически решает задачу статической оптимизации объекта. С помощью УВМ подбирается область оптимального соотношения параметров бурения P_0 и n_0 для данной ситуации, рассчитывается значение оптимального крутящего момента M_z для сравнения его с текущим значением.

Контур стабилизации, содержащий основное управляющее устройство (УУ_о), работает в одинаковом с объектом темпе и поддерживает с помощью управляющего воздействия «у» объект в состоянии оптимальном для текущих условий. При изменении возмущения «Z» устройство УУ_о возвращает объект в заданное состояние, а при изменении задания «х_з» переводит объект (БК) в новое требуемое состояние. В обоих случаях контур

стабилизации должен осуществлять наилучший в определённом смысле перевод объекта из одного состояния в другое.

Наилучшие переходные процессы в контуре стабилизации обеспечивает контур оптимизации устройства $УУ_o$, в котором дополнительное управляющее устройство ($УУ_d$) определяет оптимальные для различных условий параметры основного управляющего устройства. При этом контур оптимизации $УУ_o$ работает в масштабе времени, одинаковом с контуром стабилизации и решает обычно задачу непрерывной, динамической оптимизации последнего.

Для постоянной или периодической корректировки параметров P_o и n_o объекта бурильная колонна служит контур идентификации, в котором устройство оценки параметров (УОП) по наблюдаемым входным и выходным сигналам объекта определяет текущие значения этих параметров и вводит их в основное и дополнительное управляющие устройства.

Кроме рассмотренных контуров, в системе автоматического управления должно быть устройство оценки состояния (УОС) объекта. Это устройство определяет наилучшие оценки \hat{x} переменных состояний x объекта, измеряемых устройством ИУ.

5.2. Оптимизация локальных систем управления бурением по градиенту крутящего момента

Постановка задачи оптимального управления включает в себя два основных этапа:

1. Выбор желаемого режима функционирования объекта управления и задание в математической форме цели управления – критерия оптимальности, соответствующего этому режиму;

2. Определение математической модели объекта и установление ограничений на его входные и выходные параметры.

Основной задачей для нашего случая с учётом оптимальности параметров бурения P_0 и n_0 является задача устойчивого равномерного процесса бурения с переходными процессами, исключающими режим возникновения автоколебаний, для чего система автоматического управления процессами углубления скважины может быть реализована по схеме, изображённой на рисунке 4.1.

Наиболее удобным воздействием на бурильную колонну при управлении процессом бурения является воздействие, изменяющее скорость вращения бурового инструмента n_0 таким образом, чтобы соотношение P_0 и n_0 определялось областью равномерного углубления скважины. Для реализации такого воздействия контур стабилизации ОУ (рис.5.1) может быть выполнен в виде последовательной структуры регулятора и объекта управления. Учитывая, что объект управления (БК) является неустойчивым необходимо применение принудительной стабилизации замкнутой системы. Такая принудительная стабилизация может быть осуществлена двумя способами:

1. В числитель передаточной функции регулятора $R(p)$ включаются звенья, совпадающие с неустойчивыми звеньями знаменателя передаточной функции объекта $W_o(p)$. Таким образом, в контурной передаточной функции

$$W_{\text{ж}}(p) = R_p W(p) \quad (5.1)$$

Все правые полюсы (корни характеристического уравнения) компенсируются равными их правыми нулями, т.е. выполняется последовательная коррекция амплитудно-частотной характеристики объекта управления (БК).

2. Регулятор изначально конструируется под неустойчивый объект с n правыми полюсами (в нашем случае $n = 3$), обеспечивая n переходов характеристики $W_{\text{ж}}(j\omega)$ через граничный уровень фазы, где $W_{\text{ж}}(j\omega)$ – желаемая амплитуд-фазная частотная характеристика (АФЧХ) системы.

Наиболее полно данные условия регулятора выполняются в пропорционально-интегрально-дифференциальных регуляторах (ПИД) авторегуляторах. Передаточная функция ПИД регулятора имеет вид

$$R(p) = K_{\pi} + \frac{K_{\text{и}}}{p} + K_{\text{д}}p \quad (5.2)$$

где K_{π} – коэффициент передачи пропорциональной составляющей;

$K_{\text{и}}$ – коэффициент передачи интегральной составляющей;

$K_{\text{д}}$ – коэффициент передачи дифференциальной составляющей.

При последовательном включении с объектом ПИД регулятор формирует воздействие вида:

$$x(t) = K_{\pi}\varepsilon(t) + K_{\text{и}}\int_0^t \varepsilon(\tau)d\tau + K_{\text{д}}\frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (5.3)$$

где $\varepsilon(t)$ – ошибка регулирования.

При последовательной коррекции частотных характеристик объекта (БК) желательно использовать дифференцирующие свойства регулятора, т.е. необходимо задать $K_{\text{и}} = 0$, тогда получим пропорционально-дифференциальный (ПД) регулятор с передаточной функцией

$$R(p) = K_{\pi} + K_{\text{д}}p = K_{\pi}(1 + T_{\text{д}}p) \quad (5.4)$$

где $T_{\text{д}} = \frac{K_{\text{д}}}{K_{\pi}}$.

На рисунках 5.2 и 5.3 построены частотные характеристики ПД регулятора. Логарифмическая амплитудная (ЛАХ) с частотой сопряжения асимптот $\omega_{\text{д}} = \frac{K_{\pi}}{K_{\text{д}}}$ на рисунке 5.2, из которой следует, что при увеличении частоты ω по сравнению с частотой сопряжения асимптот $\omega_{\text{д}}$ в десять раз (на декаду) ЛАХ возрастает на 20 Дб

$$L_p(\omega) = 20 \lg|K_{\pi}| + 10 \lg(1 + T_{\text{д}}^2\omega^2) \quad (5.5)$$

Семейство фазовых характеристик на рисунке 3.5

$$\Phi_p(\omega) = \arg T_{\text{д}}\omega + (1 - \text{sgn}(K_p))90^\circ \quad (5.6)$$

Для разных знаков коэффициентов K_{π} и $K_{\text{д}}$.

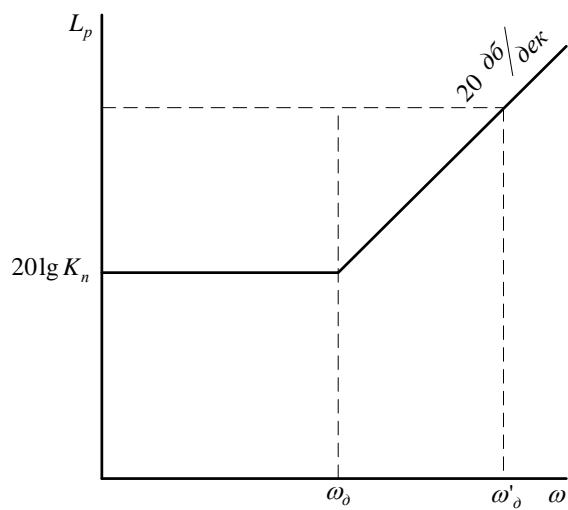


Рисунок 5.2 – Амплитудная логарифмическая частотная характеристика ПД регулятора

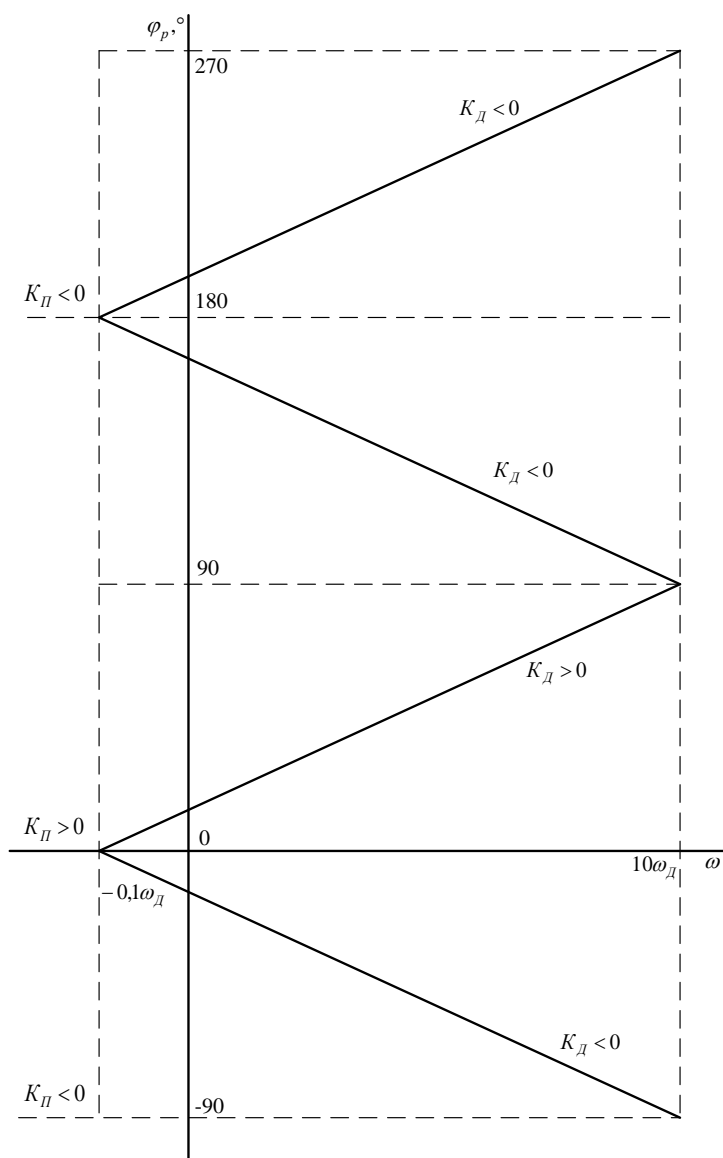


Рисунок 5.3 – Семейство фазовых частотных характеристик ПД регулятора

Частотные характеристики объекта управления построены на рисунках 5.4 и 5.5. Логарифмическая (ЛАХ) с частотами сопряжения ω_{c1} , ω_{c2} , ω_{c3} на рисунке 5.4

$$L_{op}(\omega) = 20\lg K_{01} + 20\lg K_{02} + 20\lg K_{03} \quad (5.7)$$

Фазо - частотная при $K_{01}=K_{02}=K_{03}= K$ на рисунке 5.5.

Скорость спада логарифмической фазочастотной характеристики (ЛФЧХ) заведомо выше скорости спада ЛАХ, что ещё раз подчёркивает неустойчивый режим работы объекта. При сравнении частотных характеристик регулятора и объекта можно рассчитать числовые параметры регулятора $K_{пж}$, $\omega_{дж}$ ($\omega_{дж} = \frac{1}{T_{дж}} = \frac{K_{пж}}{K_{дж}}$) таким образом, чтобы максимально скорректировать частотные характеристики объекта тем самым приблизить его режим к устойчивому режиму.

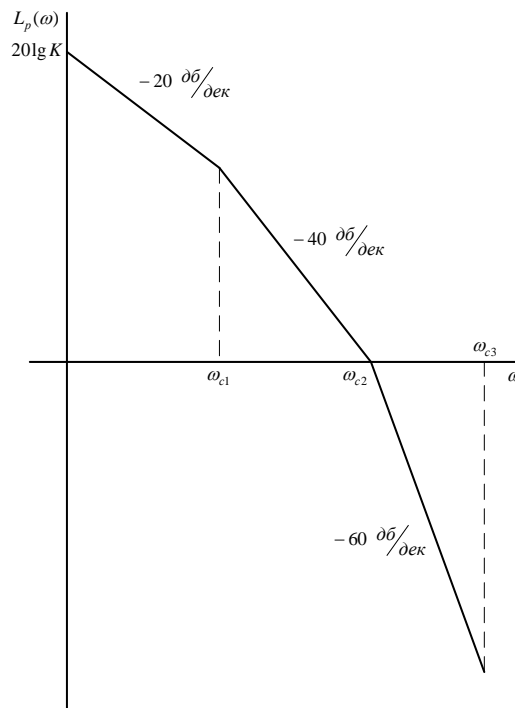


Рисунок 5.4 – Амплитудная логарифмическая частотная характеристика объекта управления (БК)

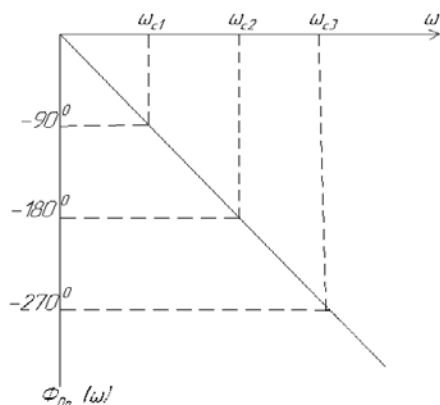


Рисунок 5.5 – Фазовая частотная характеристика объекта управления (БК)

Так как регулятор и объект (БК) включены последовательно, то общая логарифмическая характеристика последовательной структуры определится как сумма логарифмических частотных характеристик. Суммарные частотные характеристики при условии выполнения условия коррекции $\omega_d = \omega_{c1}$ приведены на рисунках 5.6 и 5.7.

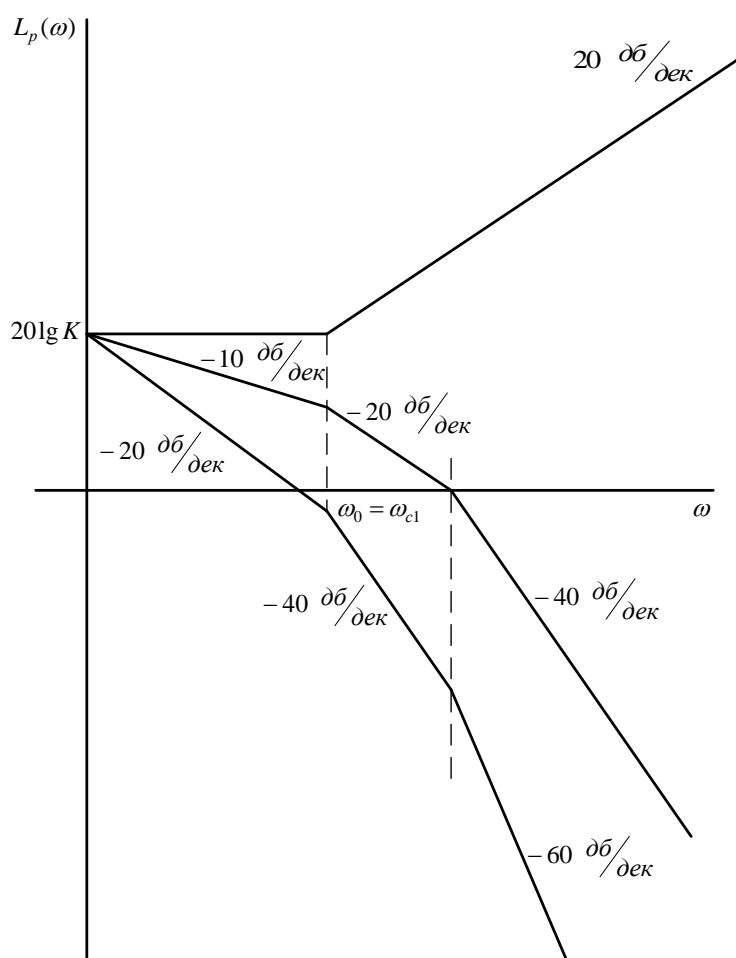


Рисунок 5.6 – Суммарная амплитудная логарифмическая частотная характеристика

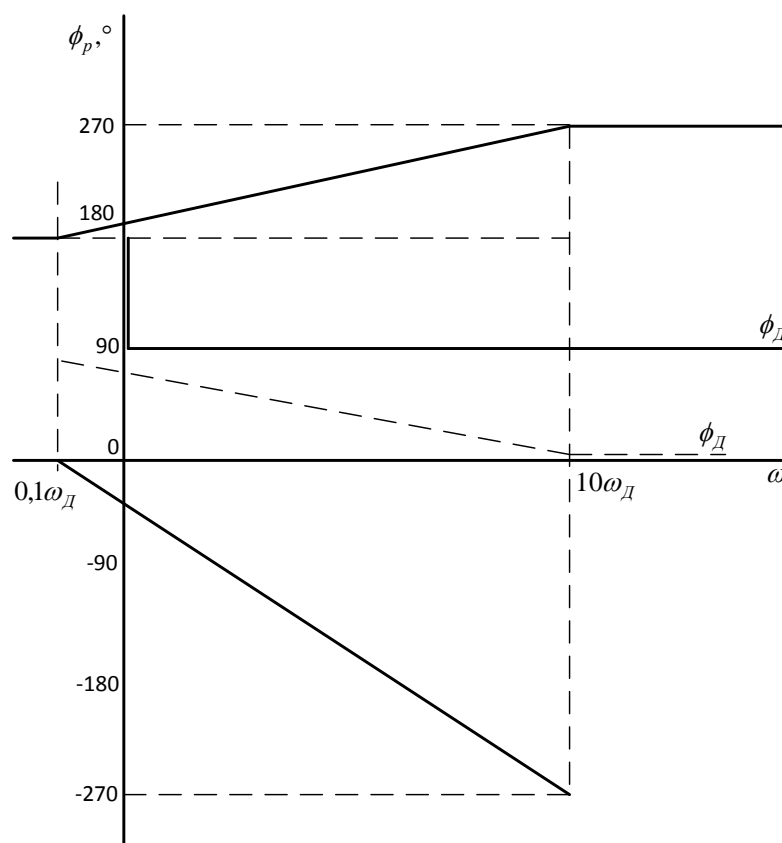


Рисунок 5.7 – Суммарная фазовая частотная характеристика

При настройке параметров регулятора K_p , K_d , T_d и ω_d можно добиться прохождения $\Phi_{p\Sigma}$ в положительных значениях угла при которых прохождения ФЧХ через ось частот не наблюдается, отсюда скорость спада ЛАХ будет всегда выше скорости спада ФЧХ, что определяет систему в замкнутом состоянии как устойчивую.

Таким образом, ввод ПИД авторегулятора в систему автоматического управления проходки скважины позволяет преобразовать неустойчивый объект управления (БК) в устойчивый, т.е. в процессе управления исключить срыв в автоколебательный режим. Остальные контуры управления для получения оптимального режима бурения реализуем по рисунку 5.1. В качестве измерительного устройства используется двухканальный измеритель мощности и скорости вращения привода, выполненный по методу динамических измерений.

Функциональная схема оптимальной системы автоматического управления углублением скважины приведена на рисунке 5.8.

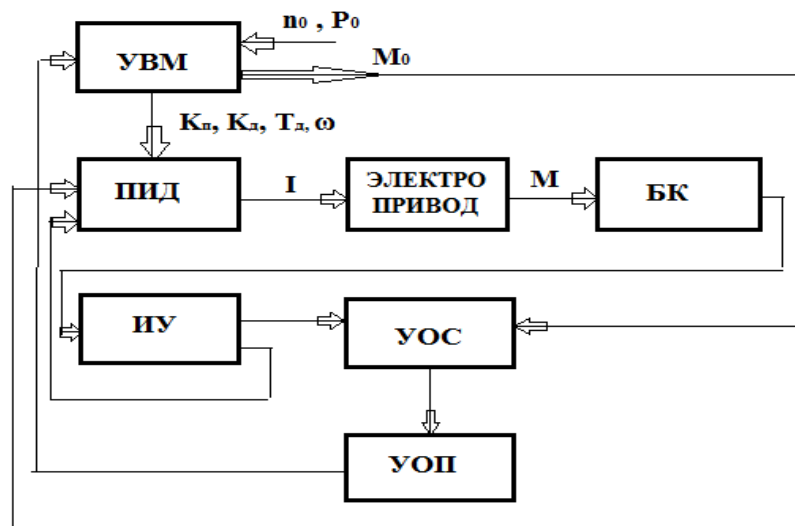


Рисунок 5.8 – Функциональная схема оптимальной системы автоматического управления углубления скважины

Основные блоки АСУ бурения авторами разработаны, поэтому, учитывая выше сказанное, можно представить структурную схему системы (рисунок 5.9).

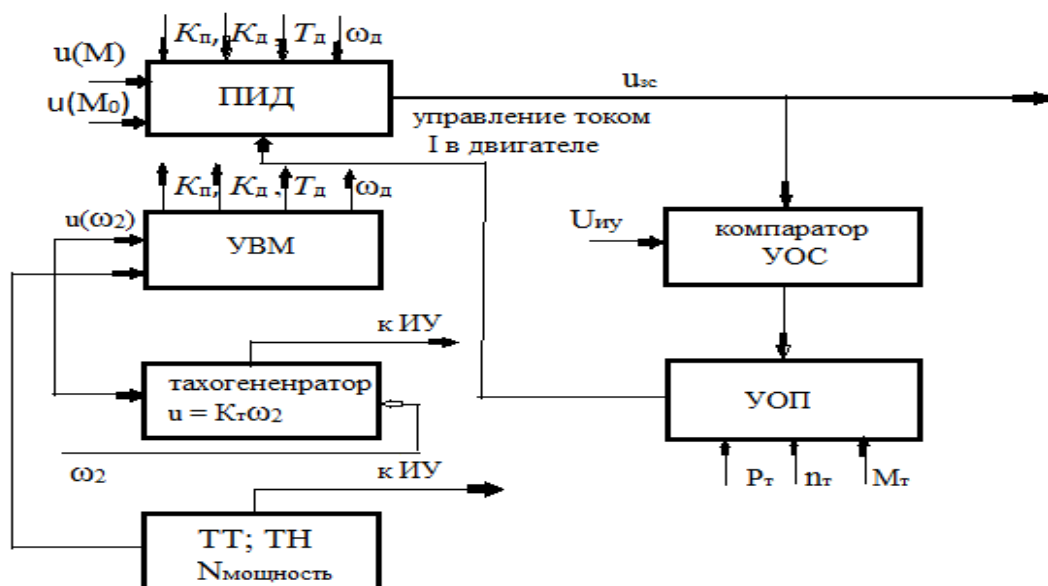


Рисунок 5.9 – Структурная схема системы автоматического управления углублением скважины

Используя структурную схему АСУ бурения можно провести моделирование исследования модели замкнутой системы при различных имитированных режимах работы.

Структура программного управления может быть представлена в виде разомкнутой системы (рисунок 5.10), где от программатора (Пр) управляющий сигнал подается на управляющие органы (УО) двигателя привода (ДП) бурильной колонны (БК).

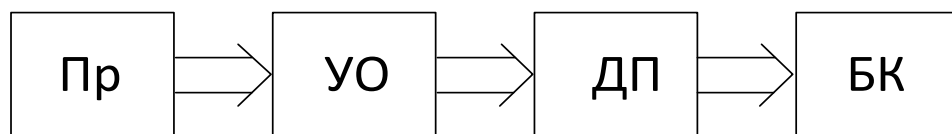


Рисунок 5.10 – Структурная схема программного управления

Согласно структурной схеме к бурильной колонне прикладывается управляющее воздействие от программатора (Пр) через последовательную цепочку (УО – ДП). При приложении к бурильной колонне любого воздействия в колонне возникают незатухающие колебания, если она находится на границе устойчивости и автоколебания с нарастающей амплитудой, если она находится в режиме неустойчивой структуры. Других вариантов быть не может вследствие динамических свойств бурильной колонны. При любом изменении воздействия получить устойчивый устоявшийся режим работы бурильной колонны не удастся. Введение коррекции в параметры бурения, учитывая, что колонна бурильных труб находится в режиме автоколебаний не реально.

Для повышения устойчивости бурильной колонны с целью использования программного управления, необходимо вводить коррекцию в последовательную структуру для понижения порядка астатизма объекта управления. Такими корректирующими звеньями должны быть дифференцирующие звенья. Однако, ввод корректирующих звеньев непосредственно в управление бурильной колонной или двигатель привода невозможно вследствие их большого момента инерции, а дифференцирование воздействия программатора не позволит получить оптимальных положительных результатов. Введение корректирующих обратных связей, охватывающих колонну бурильных труб, связано с большими трудностями для больших глубин проходки.

Структурная схема программного управления на базе оптимального управления на базе модели оптимального управления процессом углубления скважин приведена на рисунке 5.11.

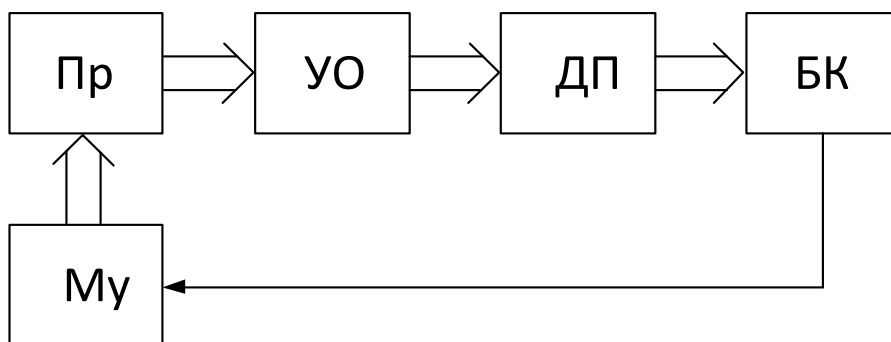


Рисунок 5.11 – Программное управление с учетом модели оптимального управления

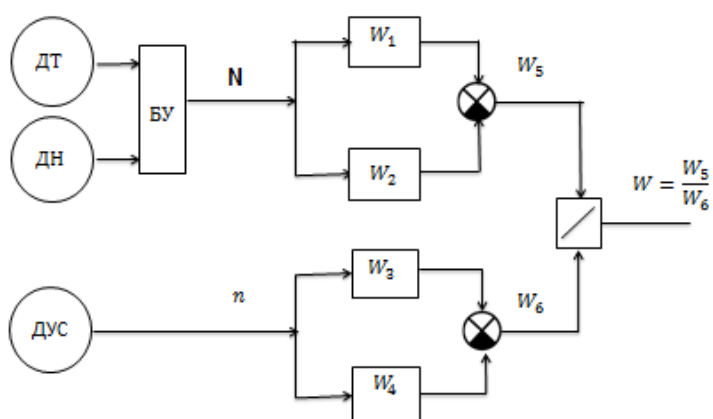
В данной структурной схеме добавляется обратная связь, обеспечивающая передачу текущих значений параметров бурения от бурильной колонны к коррекционному устройству оптимальной модели управления (Му). Скорректированные параметры поступают на программный блок управления (Пр). Из построения структуры, очевидно, что коррекция параметров бурения в данном случае невозможна, так как бурильная колонна находится в режиме автоколебаний и текущие значения параметров бурения изменяются по гармоническому закону в реальном времени. Введение корректирующих звеньев здесь так же невозможно в связи со сложностью построения аппаратной структуры по длине колонны труб.

Можно сделать вывод о сложности применения программного и программно-аппаратного методов управления процессом углубления скважины. Оптимизация процесса углубления скважины с помощью программного и программно-аппаратного методов управления практически невозможна в связи с неустойчивым режимом работы объекта управления.

Используя структурную схему АСУ-бурения, можно провести моделирование исследования модели замкнутой системы при различных имитированных режимах работы.

5.3. Локальная система управления бурением по градиенту крутящего момента

При измерении крутящего момента и градиента крутящего момента в процессе бурения скважины на буровых установках с электроприводом с использованием вариационной структуры структура измерительного комплекса может быть представлена в виде блок схемы согласно рисункам 5.12 и 5.13.



5.12 – Функциональная схема канала измерения

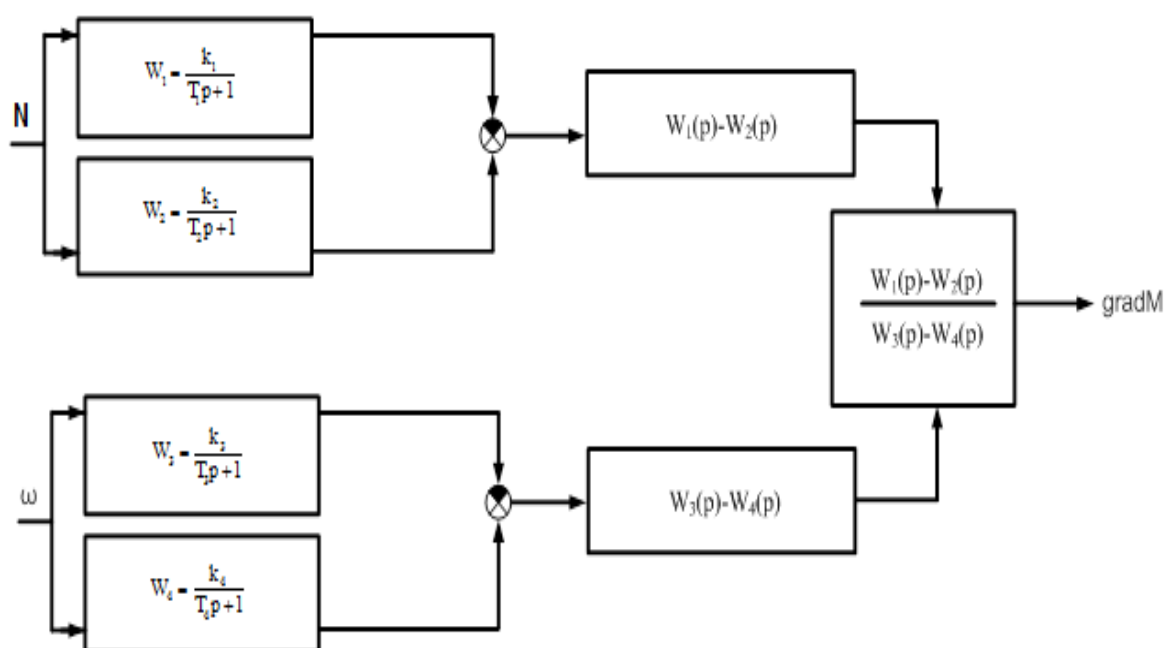


Рисунок 5.13 – Структура вариационных измерений градиента крутящего момента

Максимальная чувствительность канала измерения определяется согласно предыдущего анализа соотношением его постоянных времени T_1 и T_2 . Исходя из временных соотношений каналов измерения согласованных с инерционными свойствами объекта и привода. Параметры настройки T_1 и T_2 выбираются из этих условий согласования, а их отношение $m = T_1/T_2 > 1$ определяется условиями максимальной чувствительности.

Для получения текущего значения мощности на валу привода производится перемножение результатов измерения датчика тока (ДТ) и датчика напряжения (ДН), а результат перемножения поступает на дифференциальный вход вариационной структуры канала измерения мощности. Результат измерения угловой скорости вала привода поступает на дифференциальный вход вариационной структуры канала измерения скорости. Выходы этих каналов поступают на блок деления.

Дифференциальные каналы измерения могут быть описаны следующими уравнениями.

Канал измерения мощности:

$$T_1 \frac{dU'_1}{dt} + U'_1 = k' N(t), \quad (5.8)$$

$$T_2 \frac{dU''_1}{dt} + U''_1 = k' N(t), \quad (5.9)$$

$$T_1 T_2 \frac{d^2 U_1}{dt^2} + (T_1 + T_2) \frac{dU_1}{dt} + U_1 = k' (T_2 - T_1) \frac{dN(t)}{dt}, \quad (5.10)$$

$$U_1(t) = U'_1(t) - U''_1(t). \quad (5.11)$$

Канал измерения угловой скорости:

$$T_1 \frac{dU'_2}{dt} + U'_2 = k'' \omega(t), \quad (5.12)$$

$$T_2 \frac{dU''_2}{dt} + U''_2 = k'' \omega(t), \quad (5.13)$$

$$T_1 T_2 \frac{d^2 U_2}{dt^2} + (T_1 + T_2) \frac{dU_2}{dt} + U_2 = k'' (T_2 - T_1) \frac{d\omega(t)}{dt}, \quad (5.14)$$

$$U_2 = U'_2 - U''_2, \quad (5.15)$$

$$M = \frac{U_1(t)}{U_2(t)}, \quad (5.16)$$

$$M(t) = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (5.17)$$

где T_1 и T_2 постоянные времени апериодических звеньев вариационной структуры при условии $T_1 = T_3$; $T_2 = T_4$;

U'_1 – напряжение выхода первого апериодического звена;

U''_1 – напряжение выхода второго апериодического звена;

U'_2 – напряжение выхода третьего апериодического звена;

U''_2 – напряжение выхода четвёртого апериодического звена вариационной структуры;

k' – статический коэффициент передачи канала измерения мощности,

k'' – статический коэффициент передачи канала измерения угловой скорости.

Уравнения 5.10 и 5.14 получены из эквивалентной передаточной функции всего канала вида:

$$W_p(p) = \frac{k' p(T_2 - T_1)}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}, \quad (5.18)$$

и являются уравнениями измерения мощности и скорости вращения вала.

Уравнение 5.7 является функцией связи и определяет выходной параметр, т.е. величину приращения (градиента) крутящего момента.

Представленные десять уравнений динамики несут избыточную информацию, поэтому при обработке информации могут быть учтены только шесть основных уравнений связи:

$$T_1 \frac{dU'_1}{dt} + U'_1 = k' N(t), \quad (5.19)$$

$$T_2 \frac{dU''_1}{dt} + U''_1 = k' N(t), \quad (5.20)$$

$$U_1(t) = U'_1(t) - U''_1(t), \quad (5.21)$$

$$T_1 \frac{dU'_2}{dt} + U'_2 = k'' \omega(t), \quad (5.22)$$

$$T_2 \frac{dU''_2}{dt} + U''_2 = k'' \omega(t), \quad (5.23)$$

$$U_2(t) = U'_2(t) - U''_2(t), \quad (5.24)$$

и, соответственно, выходной параметр запишется в виде уравнения 5.16.

Запишем уравнения 5.19 – 5.24 в виде уравнений в конечных разностях, тогда получим:

$$T_1 \frac{U'_{i+1} - U'_i}{\tau} + U'_i = \kappa' N_i, \quad (5.25)$$

$$T_2 \frac{V'_{i+1} - V'_i}{\tau} + V'_i = \kappa' N_i, \quad (5.26)$$

при принятых обозначениях $U = U_1$; $V = U''_1$.

$$U'_{i+1} + \frac{1}{T_1}(\tau - 1)U'_i = \frac{\tau}{T_1} \kappa' N_i, \quad (5.27)$$

$$V'_{i+1} + \frac{1}{T_2}(\tau - 1)V'_i = \frac{\tau}{T_2} k' N_i, \quad (5.28)$$

$$U_1(t_1) = U_1^{(1)} = U'_1 - U''_1. \quad (5.29)$$

Тогда для каждого шага дискретизации можно записать:

$$i=0 \left\{ \begin{array}{l} U'_1 = \frac{1}{T_1}(1 - \tau)U'_o + \frac{\tau}{T_1} k' N_o \\ U''_1 = \frac{1}{T_2}(1 - \tau)U''_o + \frac{\tau}{T_2} k' N_o \end{array} \right., \quad (5.30)$$

$$i=1 \left\{ \begin{array}{l} U'_2 = \frac{1}{T_1}(\tau - 1)U'_1 + \frac{\tau}{T_1} k' N_1 \\ U''_2 = \frac{1}{T_2}(\tau - 1)U''_1 + \frac{\tau}{T_2} k' N_1 \end{array} \right., \quad (5.31)$$

$$i=n \left\{ \begin{array}{l} U'_n = \frac{1}{T_1}(\tau - 1)U'_{n-1} + \frac{\tau}{T_1} k' N_{n-1} \\ U''_n = \frac{1}{T_2}(\tau - 1)U''_{n-1} + \frac{\tau}{T_2} k' N_{n-1} \end{array} \right., \quad (5.32)$$

$$U_1(t_i) = U'_1 - U''_1; \quad (5.33)$$

$$U_2(t_i) = U'_2 - U''_2 \quad (5.34)$$

Значение крутящего момента определится делением:

$$M(t) = \frac{U_1(t_i)}{U_2(t_i)} \quad (5.35)$$

Математическое моделирование вариационной структуры измерения крутящего момента позволяет провести непосредственную обработку каналов измерения и обработки результатов, а также предложить программу ввода вариационной структуры в систему управления процессом бурения на базе контроллера. Использование предложенной математической модели вариационной структуры измерения градиента крутящего момента позволяет реализовать управление процессом бурения с отслеживанием динамических изменений работы бурильной колонны в скважине.

Вариационная структура измерения динамических составляющих крутящего момента представляет собой реальное дифференцирующее звено второго порядка. Следовательно, характеристическое уравнение, полученное из уравнения динамики звена, может иметь и комплексные и сопряженные корни и чисто мнимые. Наличие таких корней характеристического уравнения, как правило, будет свидетельствовать о переходных процессах в вариационной структуре наличием колебательной составляющей, при подаче входного воздействия, что существенно ограничит ее применение для целей управления процессом бурения.

Структура характеризуется простой реализацией, широким спектром изменения параметров настройки для согласования с системой управления, высокими точностными метрологическими характеристиками, возможностью настройки параметров переходного процесса. Однако, вследствие наличия в знаменателе передаточной функции уравнения второго порядка может возникнуть вопрос о непредсказуемости переходного процесса при подаче на вход вариационной структуры воздействия типа функции Хевисайда $x(t) = x \cdot 1(t)$.

Передаточная функция вариационной структуры, для канала измерения мощности, имеет вид:

$$W_N(P) = \frac{K_N(T_2 - T_1)P}{T_1 T_2 P + 1} \quad (5.36)$$

где $W_N(P)$ – передаточная функция канала измерения мощности;

K_N – статический коэффициент передачи этого канала измерения;

$T_1; T_2$ – постоянные времени апериодических звеньев, входящих в структуру;

P – оператор Лапласа.

Уравнение динамики в операторной форме вариационной структуры по передаточной функции (4.37):

$$[T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1]Y = K_N p(T_2 - T_1)x \quad (5.37)$$

Согласно обратному преобразованию Лапласа уравнение (5.37) в функции оригинала запишется в виде

$$T_1 T_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + (T_1 + T_2) \frac{dy}{dt} + y = K_N (T_2 - T_1) \frac{dx}{dt} \quad (5.38)$$

Характеристическое уравнение свободного движения без учета воздействия для дифференциального уравнения (4.38)

$$T_1 T_2 \lambda^2 + (T_1 + T_2) \lambda + 1 = 0 \quad (4.38)^*$$

Введем обозначения:

$T_1 T_2 = \tau^2$; $(T_1 + T_2) = 2\varepsilon\tau$, тогда получим:

$$\tau^2 \lambda^2 + 2\varepsilon\tau \lambda + 1 = 0 \quad (5.39)$$

Корни характеристического уравнения (5.39) можно определить из решения квадратного уравнения:

$$p_{1,2} = \frac{-\varepsilon \pm \sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau} \quad (5.40)$$

Из анализа решения (5.40) следует, что корни характеристического уравнения, определяющие внутренние свойства вариационной структуры в зависимости от ε могут иметь следующие значения:

1. $\varepsilon > 1$, корни характеристического уравнения вещественные разные

$$\lambda_1 = \frac{-\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau}; \quad \lambda_2 = \frac{-\varepsilon - \sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau};$$

2. $\varepsilon = 1$, корни характеристического уравнения вещественные равные

$$\lambda_1 = \lambda_2 = -\varepsilon = -\frac{2(T_1 + T_2)}{\tau^2} = -\frac{2(T_1 + T_2)}{T_1 T_2}.$$

3. $\varepsilon < 1$, корни характеристического уравнения комплексные сопряженные

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\varepsilon \pm \sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau}.$$

4. $\varepsilon = 0$, корни характеристического уравнения чисто мнимые.

Четвертый случай для анализа не пригоден, так как постоянные времени T_1 и T_2 физически не могут быть равны нулю.

Третий случай характеризует наличие комплексных сопряженных корней, что определяет переходный процесс в вариационной структуре как колебательный. Колебательный переходный процесс в структуре измерения крайне не желателен, так как вариационная структура служит не только для целей измерения и выделения динамического приращения крутящего момента, но и для целей управления процессом углубления скважины.

В этой связи возникает необходимость детального анализа третьего случая. Корни характеристического уравнения для колебательного переходного процесса определяются соотношениями:

$$\lambda_{1,2} = \frac{-\varepsilon \pm \sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau} = q \pm jb \quad (5.41)$$

где $q = -\frac{\varepsilon}{\tau} = -\frac{T_1 + T_2}{2T_1 T_2}$ — вещественная составляющая комплексных

сопряженных корней характеристического уравнения;

$$b = \pm \frac{\sqrt{\varepsilon^2 - 1}}{\tau} = \pm \frac{\sqrt{(T_1 + T_2)^2 / 2T_1T_2 - 1}}{\sqrt{T_1T_2}} - \text{мнимая часть комплексных корней};$$

при $(T_1 + T_2)^2 / 2T_1T_2 < 1$.

Для исключения колебательного переходного процесса необходимо соблюдение неравенства:

$$\varepsilon^2 > 1, \text{ или } (T_1 + T_2)^2 / 2T_1T_2 > 1 \quad (5.42)$$

Обозначив отношения постоянных времени $T_1 / T_2 = m$, согласно неравенства (4.105) можно свести к виду:

$$m + \frac{1}{m} > 2 \quad (5.43)$$

где $m + \frac{1}{m} = \varepsilon$.

На рисунке 5.14 построена зависимость значения ε при изменении m от 0 до $+\infty$. Отрицательные значения коэффициент отношения принимать не может, так как постоянные времени по физической природе всегда положительны.

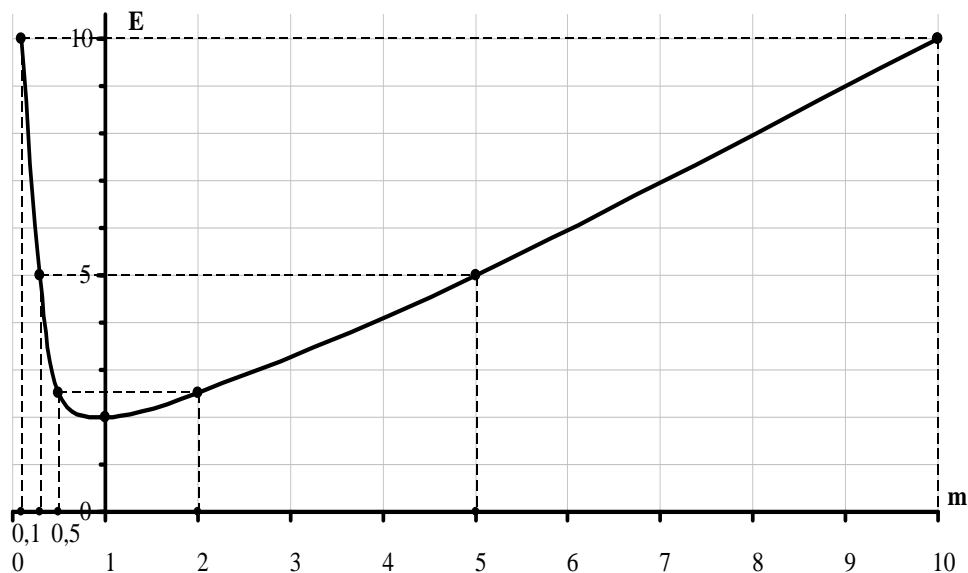


Рисунок 5.14 - Зависимость $\varepsilon = f(m)$

Из рисунка 5.14 можно сделать вывод, что при любых значениях отношения m дискриминант подкоренного выражения $D = \sqrt{\varepsilon^2 - 1}$ всегда положителен.

Таким образом, переходный процесс в вариационной структуре определяется строго апериодическим законом с исключением колебательного процесса. Коэффициент $\varepsilon = (T_1 + T_2) / \sqrt{T_1 T_2}$, определяет затухание переходного процесса. При коэффициенте отношения $m = 1$, когда $T_1 = T_2$ длительность переходного процесса минимальна, дискриминант $D = 0$, корни характеристического уравнения вещественные равные, но реализовать этот случай нельзя, так как передаточная функция (5.43) обращается в ноль.

На основании вышесказанного возможно проведение построения структуры управления процессом углубления скважины с использованием рассмотренных динамических составляющих крутящего момента (рисунок 5.15).

Управление осевой нагрузкой бурового инструмента осуществляется в зависимости от скачка потребления мощности двигателя привода. При положительном импульсе $dV_N > 0$ значение осевой нагрузки должно уменьшаться до компенсации этого импульса при $dV_N < 0$ необходимо увеличение осевой нагрузки. Аналогичным образом реализуется управление угловой скоростью вала привода ротора.

Составляющая крутящего момента $\text{grad } M$ может быть использована для комплексного управления, а так же для общей коррекции процесса углубления скважины.

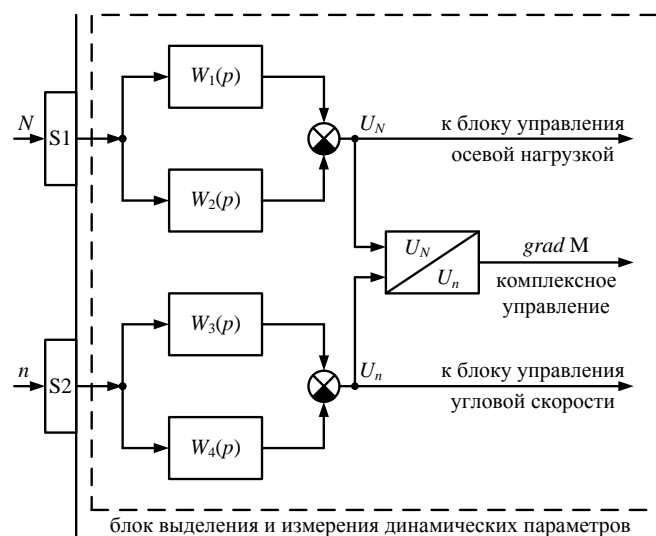


Рисунок 5.15 – Схема управления с использованием динамических составляющих крутящего момента

Здесь $S1$ – портал входа измерения мощности двигателя привода;
 $S2$ – портал входа измерения углов скорости вращения вала привода;

$W_1(p)$; $W_2(p)$ – передаточные функции вариационной структуры выделения динамической составляющей мощности двигателя привода;

$W_3(p)$; $W_4(p)$ – передаточные функции вариационной структуры выделения динамической составляющей угловой скорости вала привода;

$V_N / V_n = grad M$ – блок деления динамических составляющих.

Параметр $grad M$ практически определяет динамические процессы при работе бурильной колонны, т.е. позволяет отслеживать динамические изменения, которые возможно корректировать при их появлении.

5.4 Релаксационные колебания в системе «бурильная колонна – привод»

Система «бурильная колонна – привод» может быть рассмотрена как некоторая система с взаимным обменом энергии (Рисунок 5.16)

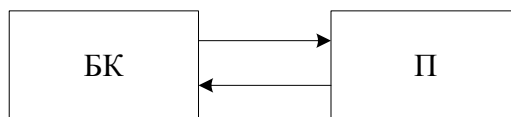


Рисунок 5.16 – Система «бурильная колонна – привод»

БК – бурильная колонна;

П – привод.

В режиме бурения, крутящий момент, приложенный к бурильной колонне, приводит её во вращательное движение. При этом движение

начинается от верха к низу, в результате трения бурильные трубы закручиваются, и в системе накапливается потенциальная энергия. При превышении упругой энергии колонны под силами трения происходит срыв нижней части колонны. С нарастанием скорости скольжения бурильных труб относительно стенок скважины силы сопротивления снижаются, скорость движения колонны возрастает и может стать больше скорости вращения ротора, т.е. в этом случае возможно появление рекуперативного процесса – отдачи излишней кинетической энергии двигателю буровой установки. После израсходования потенциальной энергии, восстанавливающая сила будет равна нулю, бурильные трубы будут продолжать движение по инерции в сторону вращения колонны. Это движение будет происходить до тех пор, пока силы инерции не будут израсходованы на преодоление сил сопротивления трению колонны о стенки скважины.

Подобные релаксационные автоколебательные системы являются неконсервативными, так как среди действующих на них сил имеются сопротивления, и движение системы сопровождается расходом энергии аналогично диссипативным системам. Автоколебания бурильной колонны в этом случае можно отнести к механическим нелинейным колебаниям релаксационного типа. Возможность колебательного процесса поясняется наличием вязкого трения на трущихся поверхностях.

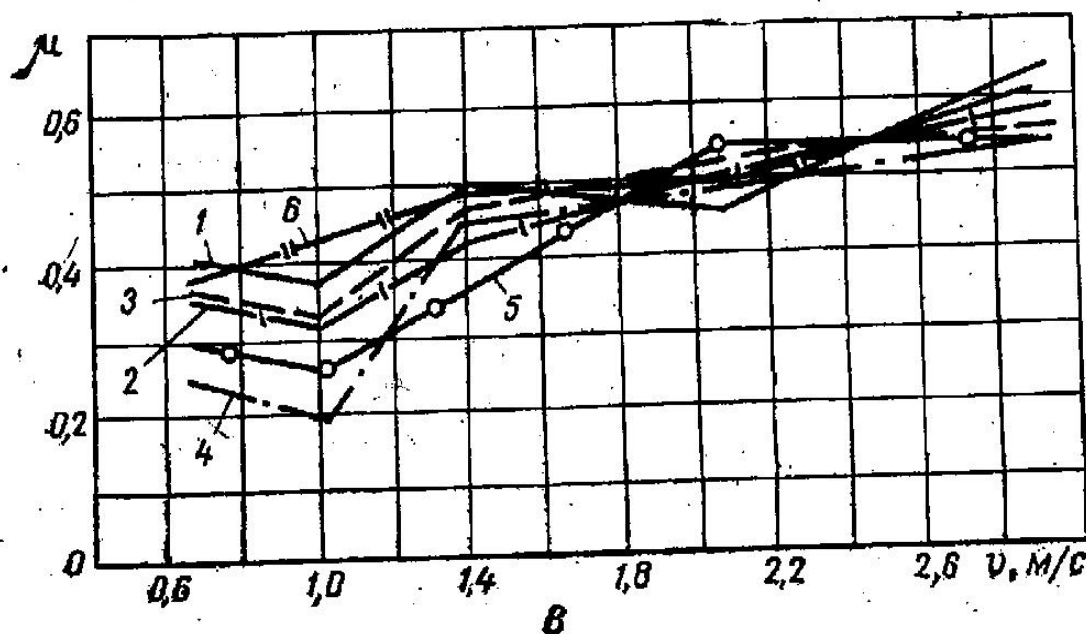


Рисунок 5.17– Зависимость коэффициента трения от скорости

1. Песчаник тёмно-серый с зёрнами до 0,5мм;
2. Песчаник разнотернистый, зёрна кварца до 0,7мм;
3. Алевролит тёмно-серый;
4. Песчаник разнотернистый;
5. Песчаник мелкозернистый;
6. Алевролит светло-серый.

На рисунке 5.17 приведены графики изменения коэффициента трения от скорости вращения бурильной колонны, на которых имеется выраженный падающий участок. В [84] отмечается, что если кривая зависимости силы трения от скорости скольжения имеет падающий участок, то при относительном движении трущихся поверхностей наблюдается переменная сила, вызывающая периодические колебания упругой системы. Подобную картину можно наблюдать при движении бурильной колонны в скважине. Решающее значение при этом имеют силы взаимодействия между трубами и стенками скважины, а не между долотом и забоем, так как крутильные колебания имеют место и при вращении колонны на шаровой опоре.

Энергетическая подпитка вращения колонны (рисунок 5.16) приводит к устойчивым незатухающим колебаниям. Нелинейность подобных автоколебательных систем объясняется нелинейностью изменения сопротивлений в зависимости от положения и скорости колеблющейся системы.

Такие системы описываются уравнением Ван-дер-Поля [18]:

$$x'' + \mu(x^2 - 1)x + x = 0, \quad (5.44)$$

где x - переменная;

μ - коэффициент трения > 0 .

Подобные уравнения могут быть решены графоаналитическим методом Лье́нара. Для этого введём новую переменную:

$$y = \int x dt, \quad (5.45)$$

Тогда, уравнение (5.44) примет вид:

$$y'' + \mu(y^2 - 1)y' + y = 0. \quad (5.46)$$

Введём новую единицу времени $\tau = \omega \cdot t$ и новую переменную $y = k \cdot u$, получим:

$$U'' + \mu(U^2 - 1)U' + U = 0. \quad (5.47)$$

Если принять скорость вращения ротора постоянной, равной ω_0 , а начало координат в точке зажима ротора, то для элементарного участка колонны, расположенного на длине x , можно в соответствии с принципом Даламбера составить уравнение:

$$J \frac{d\omega}{dt} \Delta x = M(x) - M(x + \Delta x) - \omega B \Delta x, \quad (5.48)$$

где: J - момент инерции колонны на единицу длины;

ωB - момент трения на единицу длины;

$M(x)$; $M(x + \Delta x)$ - крутящие моменты в сечениях (x) и $(x + \Delta x)$.

Для бурильной колонны все параметры удобнее выразить через угол закручивания φ . Ускорение в этом случае примет вид $\frac{d\omega}{dt}$. Момент инерции в соответствии с законом Гука:

$$J = -J_p G \frac{d\omega}{dx}, \quad (5.49)$$

где: G - модуль сдвига;

J_p - полярный момент инерции сечения трубы.

Тогда уравнение (5) можно выразить в виде:

$$J \frac{d^2\varphi}{dt^2} = J_p G \frac{d^2\varphi}{dx^2} - M\left(\frac{d\varphi}{dt}\right), \quad (5.50)$$

где $M\left(\frac{d\varphi}{dt}\right)$ - момент трения скольжения в зависимости от скорости

на контакте на единицу длины колонны.

Учитывая соотношения:

$$M\left(\frac{d\varphi}{dt}\right) = \pm T\left(\frac{d\varphi}{dt}\right) \cdot r$$

$$T(\omega) = f_n \mu(\omega),$$
(5.51)

преобразуем уравнение (5.50) и приведём его к виду, удобному для построения Льева. Для этого введём дополнительные обозначения:

$$J_p G\left(\frac{d^2\varphi}{dt^2}\right) = k_1 \varphi,$$
(5.52)

где k_1 - коэффициент квазиупругости бурильной колонны.

$$\frac{k_1}{J_p} = \frac{\omega^2}{4\pi^2};$$

$$\tau = \omega \cdot t.$$

После этого получим:

$$\varphi'' + \frac{1}{k_1} + M(\varphi') + \varphi = 0,$$
(5.53)

Введём относительный угол поворота:

$$\frac{d\varphi}{d\tau} = v.$$
(5.54)

После преобразования (3.31) получим:

$$\frac{d\varphi}{d\tau} = \frac{-\frac{1}{k_1} \cdot M(\omega, v) - \varphi}{v}.$$
(5.55)

Для графических построений необходим график функции

$$\varphi = -\frac{1}{k_1} M(\omega, v).$$
(5.56)

Перейдём от переменной $T(U) = T(\omega, v)$ к переменной φ по выражению (5.55). Необходим так же переход от переменной U к переменной v , получим:

$$d\tau = \omega dt;$$

$$\frac{d\varphi}{d\tau} = v,$$

отсюда:

$$v = \frac{1}{\omega} U.$$
(5.57)

Пользуясь выражением (5.56), можем перейти к переменной v , изменив масштаб. График расположен так (рисунок 5.18), чтобы по оси абсцисс отсчитывалась переменная φ , вычисленная по выражению (5.56), а по оси ординат – переменная v , вычисленная по выражению (5.57). По методу Льеона строим фазовую траекторию предельного цикла Пуанкаре (рисунок 5.18). Построения ведутся от точки p .

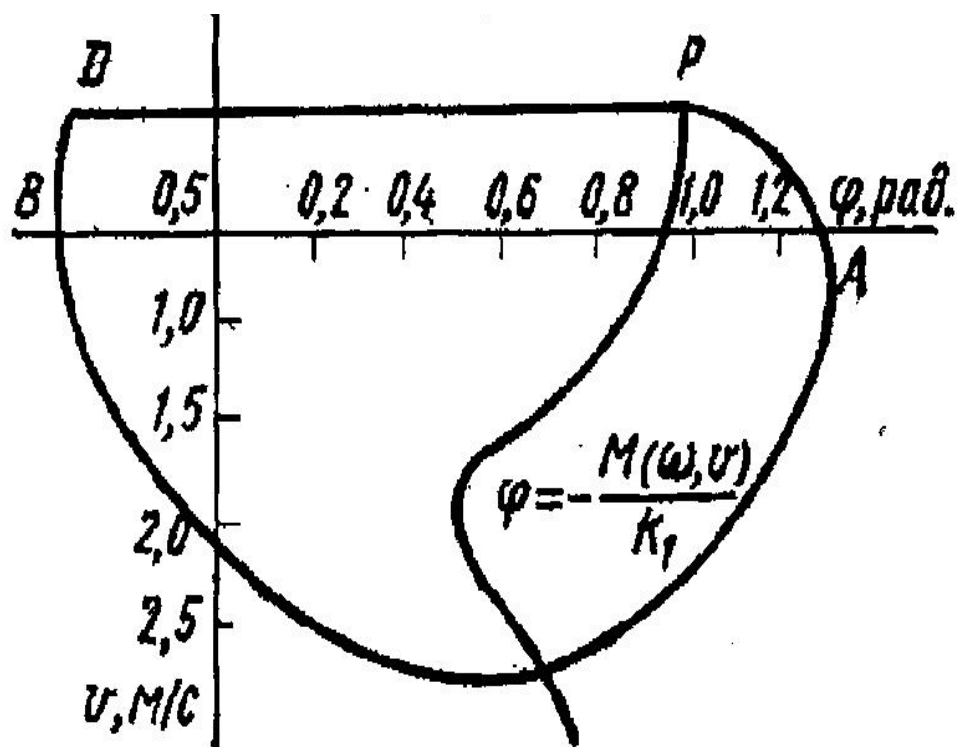


Рисунок 5.18 – Фазовые траектории крутильных колебаний бурильных труб при роторном бурении

На рисунке 5.18 показаны фазовые траектории релаксационных биений бурильной колонны. Колебания системы происходят следующим образом. На участке DP верхняя часть колонны движется равномерно со скоростью вращения ротора, а низ колонны находится в состоянии покоя, так как сопротивление препятствует перемещению. В точке P происходит срыв низа колонны, но колонна из-за сил инерции отстаёт от скорости вращения ротора до точки A . Угол закручивания возрастает до $1,3 \text{ рад}$. С увеличением скорости скольжения сопротивления снижаются, и после точки A , колонна начинает движение со скоростью, превышающей ω_0 . Скорость возрастает до точки

перегиба кривой, при этом угол закручивания снижается, а упругие силы убывают. Избыток кинетической энергии согласно рекуперативным свойствам передачи энергии поступает на двигатель привода. В дальнейшем со снижением скорости происходит рост сил сопротивления. В точке *B* скорости выравниваются. Расположение части графика с левой стороны от оси абсцисс указывает на то, что низ бурильной колонны опережает поворот ротора на $0,3-0,4\text{ рад}$. В точке *D* низ колонны находится в состоянии покоя. В дальнейшем цикл повторяется. При уменьшении постоянной скорости движения системы первый период увеличивается. Увеличение жёсткости системы приводит к уменьшению амплитуды колебаний и увеличению частоты.

Относительный угол поворота по выражению (5.54) определяет некоторую скорость изменения затрачиваемой мощности, тогда значение v согласно [87] определяет градиент изменения крутящего момента, т.е.:

$$v \equiv \text{grad}M = \frac{dP/dt}{d\omega/dt} = \frac{V_p}{V_\omega}; \quad (5.58)$$

где $dP/dt = V_p$ - скорость изменения мощности, затрачиваемой на поворот бурильной колонны;

$d\omega/dt = V_\omega$ - скорость изменения частоты вращения бурильной колонны.

Следовательно, для определения и измерения процесса крутильных автоколебаний могут быть с успехом применены вариационные структуры измерения крутящего момента [87] при соответствующем согласовании каналов измерения [69]. Затраты мощности от двигателя привода на преодоление крутильных автоколебаний могут достигать порядка 30% [77], однако, имеются рекомендации по компенсации крутильных автоколебаний [57,75], используя которые, можно эффективно гасить возникновение автоколебаний с минимальными затратами.

Приведённый анализ соответствует осевым нагрузкам бурильной колонны меньше критических, при которых отбор мощности от двигателя привода не велик, менее 30%, и релаксационные колебания бурильной колонны не оказывают существенного влияния на привод. При осевых нагрузках более критических, когда

$$P > P_{кр} = \sqrt{\frac{8EIq\omega^2 D\mu}{gR(1-4\pi\mu)}}, \quad (5.59)$$

где EI - упругость бурильной колонны;

q - вес единицы длины труб;

μ - коэффициент трения;

D - диаметр скважины;

R - радиус трубы;

ω - угловая скорость вращения колонны.

наблюдается потеря устойчивости формы колонны труб. Растянутая часть бурильной колонны приобретает плоский изгиб, сила давления трубы в точке соприкосновения со стенкой скважины резко возрастает, что приводит к значительному повышению сил сопротивления вращению и, соответственно, увеличению крутящего момента на валу привода и уменьшению на забойном инструменте.

В приложении 2 на рисунке 5.19 приведена осциллограмма мощности двигателя привода при осевой нагрузке 160кН , превышающей критическую (120кН). По анализу осциллограммы можно сделать следующие выводы:

- Потребление энергии бурильной колонной на её вращение резко возрастает;
- Постоянная составляющая потребления мощности от двигателя привода достигает 50%;
- В системе «привод – бурильная колонна» возникают возмущённые релаксационные колебания, определяемые затратами энергии на вращение бурильной колонны;

- Размах амплитуды переменной составляющей потребления мощности от двигателя привода достигает порядка 15%;
- Частота релаксационных колебаний в системе «привод – бурильная колонна» определяется частотой собственных колебаний бурильной колонны;
- Релаксационные колебания в системе «привод – бурильная колонна» определяются только автоколебаниями бурильной колонны при соответствующем динамическом равновесии мощности двигателя привода и мощности потребления бурильной колонной. При нарушении этого равновесия система теряет устойчивость и входит в режим вынужденных релаксационных колебаний.

В режиме релаксационных колебаний системы «привод – бурильная колонна» кривая по выражению (5.59) на фазовой траектории сдвигается вправо, в связи с увеличением $M(\omega, \nu)$ с одновременным смещением точки A (рисунок 5.18). Это предопределяет значительные углы закручивания бурильной колонны до критической длины, определяющей изгибную полуволну точки прижатия трубы к стенке скважины. Большой угол закручивания может привести к дополнительной деформации труб и их слою. При достаточном модуле упругости труб отдача мощности двигателю привода при их раскрутке в рекуперативном режиме может достигать 15%.

5.5. Синтез противофазной системы управления бурением (способ Ягубова – Перминова)

Существует большое множество методов и средств компенсаций автоколебаний бурильной колонны в режиме работы, однако непосредственное их применение для случая релаксационных колебаний, при которых происходит изменение мощности двигателя привода не применимо, так как здесь необходимо управление не только динамическими процессами

бурильной колонны, но и двигателем привода для гашения вынужденных колебаний мощности. В применяемых способах для компенсации автоколебаний производят изменение режимных параметров бурения осевой нагрузки P и скорости вращения колонны труб n , определяющих стратегию бурения. При возникновении релаксационных колебаний, которые приводят к вынужденным гармоническим изменениям мощности двигателя привода необходимо воздействие на сам двигатель привода.

Перминов Б. А. и Ягубов З. Х. предлагают простой и эффективный способ компенсации вынужденных колебаний мощности двигателя привода бурильной колонны, основанный на противофазном управлении.

Сущность способа заключается в следующем. Релаксационные колебания бурильной колонны регулируются посредством гармонического изменения мощности двигателя привода с частотой, равной частоте изменения приращения крутящего момента на валу привода, и фазой, сдвинутой на угол 180° по отношению к частоте изменения динамического приращения крутящего момента.

Приращение крутящего момента на валу привода бурильной колонны определяется как отношение приращения мощности двигателя привода ΔN к приращению угловой скорости вращения вала:

$$\Delta M = \frac{\Delta N}{\Delta n}, \quad (5.60)$$

где ΔM - динамическое приращение крутящего момента на валу привода;

ΔN - динамическое приращение мощности двигателя привода;

Δn - динамическое приращение угловой скорости выходного вала привода.

Согласно приведённой осциллограмме (приложение 2 рисунок 5.20), приращение крутящего момента на выходе вариационной структуры измерения градиента крутящего момента, определяется гармоническим законом

$$\Delta M = M \sin \omega t, \quad (5.61)$$

где M - амплитуда градиента крутящего момента;
 ω - угловая частота.

Если реализовывать изменения мощности двигателя привода по гармоническому закону с той же частотой, что и приращение крутящего момента, но сдвинутой на 180° , то получим:

$$\Delta N = N \sin(\omega t - 180^\circ) = -N \sin \omega t \quad (5.62)$$

Отсюда угловая скорость вращения вала привода будет равна:

$$n = \frac{\Delta N}{\Delta M} = \frac{-N \sin \omega t}{M \sin \omega t} = -\frac{N}{M}; \quad (5.63)$$

т.е. вращение вала становится равномерным с полным отсутствием автоколебаний.

Способ управления процессами бурения с компенсацией релаксационных колебаний двигателя привода бурильной колонны реализуется системой измерения динамического приращения крутящего момента, инвертирующим усилителем, регулятором мощности двигателя привода.

На рисунке 5.21 показано схематическое изображение структуры управления процессом бурения, включающей в себя непосредственно двигатель привода 1, бурильную колонну с долотом 2, канал измерения мощности N двигателя привода, канал измерения угловой скорости вращения n вала привода, блок деления 3, инвертирующий усилитель 4, регулятор мощности двигателя привода 5.

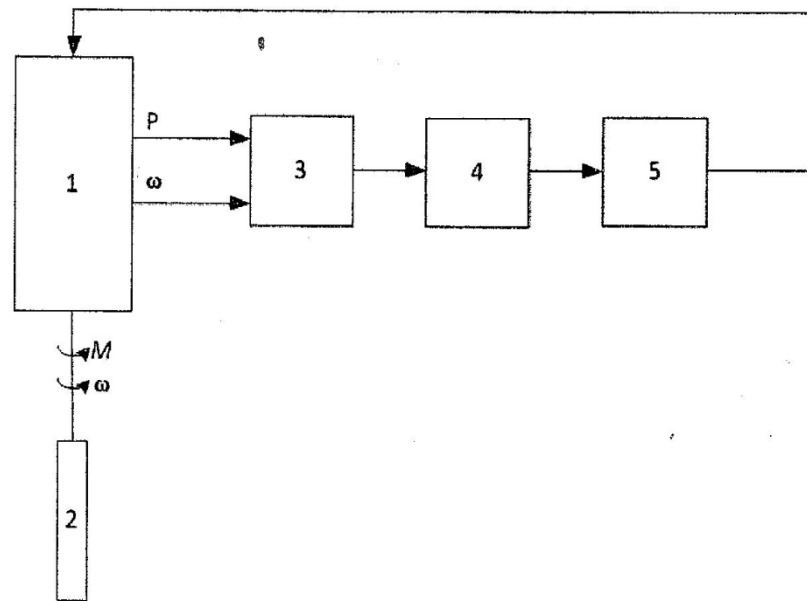


Рисунок 5.21 – Структура управления бурением с использованием противофазного способа

Система работает следующим образом.

Двигатель привода 1 сообщает буровой колонне с долотом 2 крутящий момент M , в результате которого она приобретает угловую скорость ω . Текущие параметры мощности двигателя N и угловой скорости вращения вала ω поступают на вход вариационной структуры измерения динамического приращения крутящего момента. С выхода вариационной структуры измерения динамического приращения крутящего момента гармонический сигнал (приложение 2 рисунок 5.20) поступает на инвертирующий усилитель 4, который изменяет фазу этого гармонического сигнала на 180° . Инвертированные колебания поступают на регулятор мощности 5 двигателя привода, который осуществляет противофазное управление мощностью двигателя привода 1.

В качестве примера рассмотрим структурную схему управления бурением с электродвигателем постоянного тока в качестве двигателя привода буровой колонны и системой компенсации релаксационных колебаний по способу «противофазы» (рисунок 5.22).

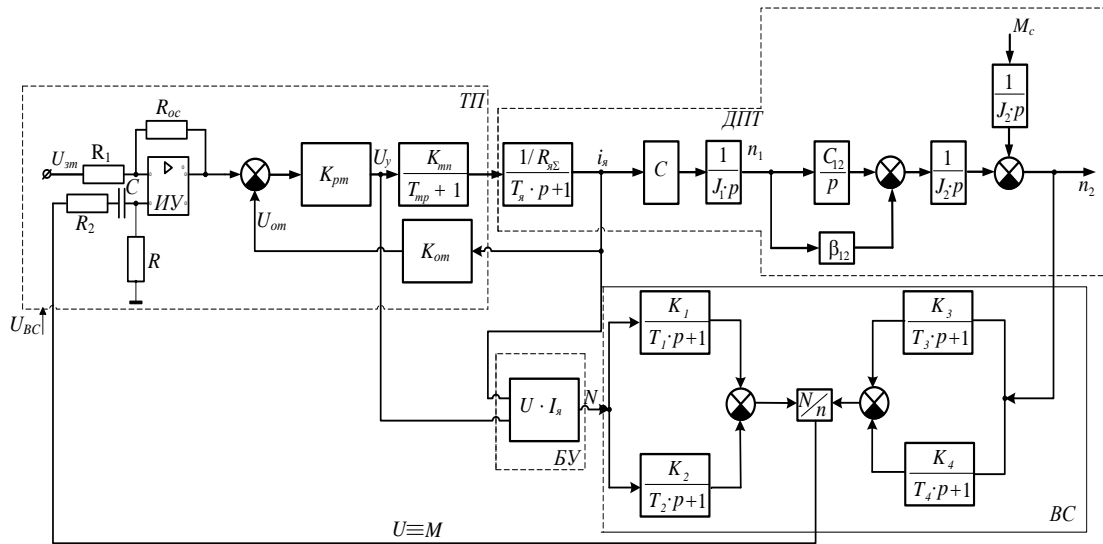


Рисунок 5.22 – Структурная схема системы управления бурением с электродвигателем постоянного тока и компенсацией релаксационных колебаний по способу «противофазы»

Структурная схема состоит из следующих основных узлов:

- узел привода, включает в себя якорную цепь двигателя с передаточной функцией $\frac{1/R_{я\Sigma}}{T_{я}p + 1}$, блок согласования момента с коэффициентом связи C , блок, определяющий силовую часть массы привода с передаточной функцией $\frac{1}{J_1 p}$;
- узел механической нагрузки, включающий в себя упругую связь бурильной колонны с передаточной функцией C_{12}/p , функциональный блок, определяющий вязкое трение β_{12} , блок, определяющий массу колонны труб, с передаточной функцией $\frac{1}{J_2 p}$, момент сопротивления, действующий на бурильную колонну M_c ;
- узел питания и управления электродвигателем, включающий в себя тиристорный преобразователь с передаточной функцией $\frac{K_{ТП}}{T_{ТП} p + 1}$,

пропорциональный регулятор тока K_{PT} , цепь обратной связи по току K_{OT} , блок задающего U_{3T} , и управляющего напряжения;

- инвертирующий усилитель $ИУ$;
- узел расчёта мощности электродвигателя, представляет собой блок умножения напряжения питания электродвигателя на его ток $U \cdot I_{я}$;
- узел вариационной структуры измерения градиента крутящего момента, включающий в себя канал измерения мощности с апериодическими звеньями $\frac{K_1}{T_1 p + 1}$ и $\frac{K_2}{T_2 p + 1}$, канал измерения угловой скорости $\frac{K_3}{T_3 p + 1}$ и $\frac{K_4}{T_4 p + 1}$, блок деления N/n .

Согласно осциллограмме, приведённой в приложении 2 на рисунке 5.20, выходной сигнал на блоке деления содержит постоянную и переменную составляющие. Для отсечки постоянной составляющей к входу инвертирующего усилителя $ИУ$ необходимо подключение дифференцирующей цепочки RC . Рабочая точка режима управления тиристорным преобразователем $ТП$ задаётся с помощью опорного напряжения U_{3T} , которое подаётся на второй вход дифференциального инвертирующего усилителя $ИУ$. Так якорь двигателя постоянного тока управляется по гармоническому закону с частотой переменной составляющей U_{BC} , сдвинутой по фазе на 180° по цепи управления тиристорного преобразователя. Выравнивание тока якорной цепи приводит к выравниванию мощности двигателя и компенсации релаксационных колебаний самой бурильной колонны. Однако следует иметь в виду, что в случае перегрузки электродвигателя, т.е. превышения тока якорной цепи тока стопорения $I_{я} > I_{стоп}$ [1], что соответствует моменту стопорения на валу электродвигателя вследствие падающего участка экскаваторной характеристики электродвигателя, ток якоря снижается до минимума и возможен останов двигателя.

Основной составляющей погрешности управления является погрешность, обусловленная внесением дополнительного угла фазного сдвига схемой измерения и схемой управления. По анализу согласования динамических параметров вариационной структуры измерения, цепи управления тиристорным преобразователем и частотой релаксационных колебаний необходимо соблюдение неравенства:

$$T_{pk} \gg T_n, T_y, \quad (5.64)$$

где T_{pk} - период релаксационных колебаний;

T_n - обобщённая постоянная времени вариационной структуры измерения;

T_y - обобщённая постоянная времени управления.

В приложении 2 на рисунке 5.23 приведена осциллограмма мощности двигателя привода реализованного по схеме рисунок 5.22.

Из осциллограммы следует, что противофазный способ компенсации релаксационных колебаний позволяет не только компенсировать эти колебания, но и существенно снизить мощность потребления колонной бурильных труб в процессе её работы.

Предложенный противофазный способ компенсации релаксационных колебаний позволяет не только устранить эти колебания, но и существенно снизить мощность потребления бурильной колонной от двигателя привода при её работе.

Рассмотрев автоматизированные системы управления процессом бурения можно сделать следующие выводы:

1. При мощности потребления, на вращение бурильной колонны превышающей 50% от мощности двигателя привода, наступают релаксационные колебания в системе «привод – бурильная колонна»;

2. Вынужденные релаксационные колебания привода существенно ухудшают режим работы двигателя, снижают к.п.д. буровой установки в целом [72];

3. Релаксационные колебания могут быть частично компенсированы с использованием методов и средств, рекомендованных в [73];

4. Расчёт стратегии бурения необходимо проводить с учётом возникновения релаксационных колебаний в системе «привод – бурильная колонна» [72,73].

5. Эффективными методами компенсации жестких колебаний биений является способ гармонического противофазного управления мощностью двигателя привода.

6. Противофазный способ компенсации позволяет отслеживать любое динамическое возмущение при работе бурильной колонны, при этом стратегия бурения может быть задана постоянной составляющей на входе системы U_{3T} .

7. Динамика вариационной структуры определяется дифференциальным уравнением второго порядка, следовательно, переходный процесс может быть либо апериодическим, либо колебательным.

8. Вариационная структура всегда характеризуется апериодическим переходным процессом при изменении отношения $0 < m < \infty$. Для получения устойчивого режима вариационной структуры необходимо соблюдение неравенства $T_1 > T_2$

9. Доказана возможность получения устойчивого режима управления бурильной колонной на примере логарифмических частотных характеристиках регулятора и объекта управления.

10. Применение программного управления процессом углубления скважины невозможно и противоречит основным положениям теории автоматического регулирования, так как объект управления – колонна бурильных труб, является неустойчивым, либо находится на границе устойчивости.

11. Управление процессом и его оптимизация возможны путем стабилизации контура управления при включении в цепь обратной связи ПИД регулятора.

12. Оптимальным управлением процесса бурения является управление по динамическому приращению крутящего момента на валу привода буровой установки.

Заключение

Проведенный анализ измерения вариационных отклонений физической величины позволил провести разработку не только методов и средств этих отклонений, но и разработать общий подход к вопросам синтеза построения компьютерных средств измерения. Исследование основных свойств и характеристик вариационных структур предопределило создание и развитие двухвходовых систем косвенного измерения динамических приращений параметров. Этим удалось дать дорогу новому направлению измерения физических величин – измерение вариационных отклонений.

Измерение динамических приращений параметров в настоящее время является весьма востребованным в связи с жесткими требованиями к быстродействию и точности систем управления технологическими процессами. Такие системы способствуют ускорению производства конечного продукта, а следовательно повышают производительность труда и снижают себестоимость производства.

Исследования метрологических характеристик двухвходовых структур показали, что подобные средства измерения свободны от постоянных систематических погрешностей, отсекают постоянные составляющие сигналов измерения, компенсируют синфазные погрешности, в разы уменьшают случайные составляющие погрешности, иными словами, являются наиболее оптимальными для целей построения систем управления и контроля.

По частотным свойствам вариационные структуры характеризуются ярко выраженным резонансным пиком, т.е. вариационная структура имеет свойства квазирезонанса. Это свойство позволяет использовать вариационные структуры еще в одном направлении – построении фазочастотных фильтров.

Примером использования этих свойств вариационной структуры показан в анализе синтеза прибора для измерения динамических приращений

крутящего момента на базе электропривода постоянного тока с частотными фильтрами.

Двухвходовые структуры для измерения динамических приращений физических величин рассмотрены для одного случая проведения косвенных измерений, а именно, получение результата измерения путем функциональной зависимости деления. Однако, используя рассмотренный пример весьма просто провести анализ двухвходовых структур для любого другого метода косвенных измерений.

Авторы признают, что представленная работа является первым шагом на пути становления нового направления в измерительной технике – измерение вариационных отклонений, и может иметь ряд недостатков и погрешностей. Однако полученные результаты, предложения методов и средств измерения динамических приращений, а также синтез компьютерных средств измерения позволяют сделать вывод о правильности направления. Тем более убеждает в этом анализ систем управления на базе двухвходовых структур.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. 1290108 СССР, МКИЗG01 L 3/10. Сигнализатор крутящего момента на валу асинхронного электродвигателя. [Текст] / Перминов Б. А., Голубев Б. Б. (СССР). – №834418; заявлено 29.05.85; опубл. 15.02.87, Бюл. №6.
2. А.с. 1500876 СССР, МКИЗG01 L 3/10. Сигнализатор крутящего момента на валу асинхронного электродвигателя. [Текст] / Перминов Б. А. (СССР). – №1290108; заявлено 22.12.87; опубл. 15.09.89, Бюл. №30.
3. А.с. 1539548 СССР, МКИЗG01 L 3/10. Устройство для контроля крутящего момента на роторе электродвигателя буровой установки. [Текст] / Перминов Б. А., Аванесов В. А. и др. (СССР). – №1290108; заявлено 29.04.88; опубл. 30.01.90, Бюл. №4.
4. А.с. 1580187 СССР, МКИЗG01 L 3/10. Устройство для измерения крутящего момента на валу асинхронного электродвигателя. [Текст] / Перминов Б. А., Мягкий В. Ф. (СССР). – №515043; заявлено 30.12.87; опубл. 23.07.90, Бюл. №27.
5. А.с. 1613380 СССР, МКИЗG01 L 7/16. Измеритель температуры. [Текст] / Перминов Б. А. (СССР). – №1113683; заявлено 28.06.88; опубл. 15.12.90. Бюл. №46.
6. А.с. 1691690 СССР, МКИЗG01 L 3/10. Устройство для измерения крутящего момента на роторе буровой установки. [Текст] / Перминов Б. А. (СССР). – №1539348; заявлено 19.09.89; опубл. 15.11.91, Бюл. №42.
7. А.с. 1695157 СССР, МКИЗG01 L 3/10. Устройство для измерения крутящего момента на роторе буровой установки. [Текст] / Перминов Б. А., Сабов В. В. (СССР). – №1580187; заявлено 19.06.89; опубл. 30.11.91, Бюл. №44.
8. А.с. 1732197 СССР, МКИЗG01 L 3/10. Устройство для измерения крутящего момента на валу асинхронного электродвигателя. [Текст] / Перминов Б. А., Перминов В. Б., Христич И. П. (СССР). – №1580187; заявлено 11.06.90; опубл. 07.05.92, Бюл. №17.
9. А.с. RU5026 U1 МКИЗG01 L 3/10. Измеритель крутящего момента. [Текст] / Перминов В. Б., Христич И. П. (РФ). – приоритет 14.05.95; опубл. 16.09.97, Бюл. № 9.
- Барон Л. И. Характеристики трения горных пород. – М.: Наука, 1967. – 208 с.
10. Бекух И. И., Ибатулов К. К. Об устойчивости колоны бурильных труб

при роторном бурении // Нефть и газ. – 1989. – №8. – С. 23 – 27.

11. Бекух И. И., Ибатулов К. К. Об устойчивости колоны бурильных труб при роторном бурении // Нефть и газ. – 1989. – №8. – С. 23 – 27.

12. Барон Л. И. Характеристики трения горных пород. – М.: Наука, 1967. – 208 с.

13. Бекух И. И., Ибатулов К. К. Об устойчивости колоны бурильных труб при роторном бурении // Нефть и газ. – 1989. – №8. – С. 23 – 27.

14. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического управления. 4-е изд., переработанное. – М.: Профессия, 2003. – 753 с.

15. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Дифференциальная (вариационная) структура измерителя крутящего момента на валу электродвигателя буровых установок // Инженер-нефтяник. – 2011. – №2. – С. 33 – 35.

16. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Дифференциальная (вариационная) структура измерителя крутящего момента на валу электродвигателя буровых установок // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. – 2011. – №8. – С. 5 – 9.

17. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Оценка метрологических точностных характеристик дифференциальной (вариационной) структуры измерителя крутящего момента на валу силового привода буровых установок // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. – 2011. – №7. – С. 14 – 16.

18. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Реализация дифференциальной структуры измерительного комплекса крутящего момента на роторе двигателя буровой установки: Сборник научных трудов: материалы научно-технической конференции (20-23 сентября 2011 г.): В 3 ч.; Ч. I / под ред. Н. Д. Цхадая. – Ухта: УГТУ, 2011. – С. 170 – 173.

19. Бычков Е. В., Перминов Б. А., Христич И. П. Измерение крутящих моментов с высокой разрешающей способностью // Приборы и системы управления. – 1998. – №8. – С. 17 – 21.

20. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А., Перминов В. Б., Полетаев С. В., Ягубов З. Х. Частотные характеристики бурильной колонны как объекта управления // Научно-методический электронный журнал «Концепт». – 2014. – Т. 20. – С. 321– 325.

21. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А., Перминов В. Б. Способ измерения крутящего момента ротора буровой установки с использованием вариационной структуры // Инженер нефтяник, № 3, 2014. С. 27 – 29.
22. Bikov I., Zaikin S., Perminov B., Perminov V., Poletaev S., Yagubov Z. Investigation of the structural model of the drillstring // DOAJ - Lund University: Koncept : Scientific and Methodological e-magazine. - Lund, №4 (Collected works, Best Article), 2014.
23. Bikov I., Zaikin S., Perminov B., Perminov V., Poletaev S., Yagubov Z. The frequency characteristics of the drill string as a management object // DOAJ - Lund University: Koncept: Scientific and Methodological e-magazine. - Lund, №4 (Collected works, Best Article), 2014.
24. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А., Перминов В. Б. Экспериментальная проверка основных теоретических положений динамики бурильной колонны // Инженер-нефтяник. – 2014. – №3. – С. 30 – 33.
25. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Колонна бурильных труб в процессе углубления скважины, как объект автоматического регулирования // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. – 2012. – №10.
26. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Оптимизация управления процессом углубления скважины // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. – 2012. – №10. – С. 17 – 21.
27. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А., Перминов В. Б. Динамические свойства бурильной колонны // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. – 2014. – №8. – С.4 – 8.
28. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Оптимизация управления процессом углубления скважины // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. – 2012. – №10. – С. 17 – 21.
29. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Реализация дифференциальной структуры измерительного комплекса крутящего момента на роторе двигателя буровой установки: Сборник научных трудов: материалы научно-технической конференции (20-23 сентября 2011 г.): В 3 ч.; Ч. I / под ред. Н. Д. Цхадая. – Ухта: УГТУ, 2011. – С. 170 – 173.
30. Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х. Биения бурильной колонны в процессе углубления скважины // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. №9. 2015. С.14 – 16.

31. Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Перминов Б.А., Перминов В.Б. Влияние автоколебаний на механическую скорость бурения // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. №9. 2015. С. 17 – 19.
32. Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Перминов Б.А., Перминов В.Б. Методы управления процессом углубления скважины. // Инженер – нефтяник. №3. 2014. С. 23 – 27.
33. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Оптимизация управления процессом углубления скважины // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. – 2012. – №10. – С. 17 – 21.
34. Быков И. Ю., Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Реализация дифференциальной структуры измерительного комплекса крутящего момента на роторе двигателя буровой установки: Сборник научных трудов: материалы научно-технической конференции (20-23 сентября 2011 г.): В 3 ч.; Ч. I / под ред. Н. Д. Цхадая. – Ухта: УГТУ, 2011. – С. 170 – 173.
35. Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х. Биения бурильной колонны в процессе углубления скважины // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. №9. 2015. С.14 – 16.
36. Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Перминов Б.А., Перминов В.Б. Влияние автоколебаний на механическую скорость бурения // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. №9. 2015. С. 17 – 19.
37. Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Полетаев С.В., Ягубов З.Х. Частотные свойства бурильной колонны как объекта управления // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море // №11. 2014. С. 13 – 15.
38. Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Полетаев С.В., Ягубов З.Х. Переходные процессы при различных режимах работы бурильной колонны // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море // №11. 2014. С. 8 -12.
39. Быков И.Ю., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х. Биения бурильной колонны в процессе углубления скважины. // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. №7. 2015. С. 22 – 25.
40. Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Перминов Б.А. Совершенствование аппаратной системы регулирования режима работы бурильной колонны на основе измерения динамических параметров крутящего момента.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016. №5. С.4-10.
41. Быков И.Ю., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х.,

- Ягубов Э.З. Управляемость процесса углубления скважины // Инженер – нефтяник. №1. 2015. С. 12 – 15.
42. Быков И.Ю., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Управляемость процесса углубления скважины // Инженер – нефтяник. №1. 2015. С. 12 – 15.
43. Векерик В. И., Мойсишин В. М. Определение динамической составляющей осевой нагрузки на долото по данным колебаний верхней части бурильной колонны // Изв. вузов. Нефть и газ. – 1986. – №4. – С. 22 – 26.
44. Динник А. Н. Устойчивость упругих систем. Избранные труды. – Киев: АНУССР, 1952. – т.1. – С. 152 – 175.
45. Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Косвенный метод измерения крутящего момента // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – №7. – С. 46 – 48.
46. Заикин С.Ф., Быков И.Ю., Перминов Б.А. Оценка влияния биений бурильной колонны на механическую скорость бурения. // Современные тенденции развития науки и технологий. №3 – 1. 2015. С. 70 – 75.
47. Заикин С.Ф., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Структурное моделирование бурильной колонны как эффективный метод исследования ее динамических свойств // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. №1. 2016. С.4 – 8.
48. Заикин С. Ф., Лапин А. Е., Перминов Б. А. Исследование структурной модели бурильной колонны средствами MATLAB. Сборник научных трудов (Текст): Материалы всероссийской научно-практической конференции «Инновационное развитие единого транспортного комплекса России» (26, 27 апреля 2014 года): / под ред. С. Ф. Заикина. – Ухта: Ухтинский филиал МИИТ, 2014. – С. 25 – 31.
49. Заикин С. Ф., Перминов Б. А. Исследование структурной модели бурильной колонны в пакете MATLAB. Сборник научных трудов (Текст): Материалы X-ой международной научно-практической конференции «Прикладные научные разработки – 2014» (25 июля - 6 августа 2014 года): / под ред. Publishing House “Education and Science” s.r.o. (Чехия, Прага), 2014. – С. 27 – 32.
50. Заикин С.Ф., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Структурное моделирование бурильной колонны как эффективный метод исследования ее динамических свойств // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. №1. 2016. С.4 – 8.

51. Заикин С.Ф., Быков И.Ю., Перминов Б.А. Оценка влияния биений бурильной колонны на механическую скорость бурения. // Современные тенденции развития науки и технологий. №3 – 1. 2015. С. 70 – 75.
52. Исакович Р.Я., Логинов В.И., Попадько В.Е. Автоматизация производственных процессов нефтяной и газовой промышленности. М: «НЕДРА». 1983. С. 424.
53. Кольцов О. П., Осипов В. В. Экспериментальные исследования продольных колебаний бурильной колонны // Науч. труды КраснодарНИПИнефть. – 1972. – Вып.3. – С. 36 – 46.
54. Lubinski A. Developments in Petroleum Engineering // V / 1, Houston-London, 1987, p. 464
55. Lubinski, A. and Woods, H. B.: “Factors affecting the angle of Inclination and Dog-Legging in Rotary Bore Holes”, Drill and Prod. Prac., API (1953) 222.
56. Лубинский А., Вудс Г. Искривление скважин при бурении. – М.: Гостоптехиздат. – 1960. – 222 с.
57. Майоров И. К. Спиральный продольный изгиб колонны труб // Нефтяное хозяйство. – 1966. – №4. – С. 28 – 32.
58. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Розанов А.С. Математическое моделирование вариационной структуры измерения крутящего момента.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2018. №6. С. 11-13.
59. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Канев П.П. Анализ двухвходовых систем контроля крутящего момента.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2018. №6. С. 19-26.
60. Перминов Б. А., Перминов В. Б., Ягубов З.Х., Рязанов А.С. Реализация двухвходовой системы контроля крутящего момента.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2018. №5. С. 5-13.
61. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Мезенцев А.И., Павлика Н.А. Двухвходовые системы контроля параметров бурения.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2017. №5. С. 20-24.
62. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Филиппов П.Г. Погрешности компенсации автоколебаний мощности двигателя привода бурильной колонны. Инженер-нефтяник. 2017.№2. С.24-30.
63. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Филиппов П.Г. Компенсация автоколебаний мощности двигателя привода бурильной колонны.//Инженер-нефтяник. 2017.№3. С.29-33.

64. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Тетеревлева Е.В. Применение вариационных структур в косвенных методах измерения // Научно – методический электронный журнал Концепт. Т.8. 2015 С.191 – 195.
65. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Тетеревлева Е.В., Чумакова Н.В. Определение аварийной ситуации процесса бурения с использованием вариационной структуры измерения крутящего момента. №2. 2016. С.4 – 6.
66. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х. Согласование инерционных свойств вариационной структуры измерения градиента крутящего момента с системой управления бурением // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. №9. 2015. С. 10 – 14.
67. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х. Анализ вариационной структуры динамического измерителя градиента крутящего момента// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. №8. С. 15 – 17.
68. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Тетеревлева Е.В. Применение вариационных структур в косвенных методах измерения // Научно – методический электронный журнал Концепт. Т.8. 2015 С.191 – 195.
69. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.Зэ, Дементьев И.А. Частотные искажения при изменении градиента крутящего момента.//Инженер-нефтяник. 2016. №1. С.33-39.
70. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Дементьев И.А. Частотные свойства одноконтурной вариационной структуры для измерения мощности двигателя привода бурильной колонны.//Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2017. №7. С.4-7.
71. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х. Особенности частотных свойств одноконтурной вариационной структуры.// Инженер-нефтяник. 2017. №4. С.40-43.
72. Перминов Б. А., Белоусов Д. В., Христич И. П. Методы измерения крутящего момента на валу электропривода по энергетическому состоянию электродвигателя // Сб. научных трудов №3. Проблемы освоения природных ресурсов Европейского Севера, под общ. ред. И. Ю. Быкова // Коми региональное отделение РАЕН. – Ухта: УГТУ, 1997. – С. 30 – 34.
73. Перминов Б. А., Белоусов Д. В., Христич И. П. Методы измерения крутящего момента на валу электропривода по энергетическому состоянию электродвигателя // Сб. научных трудов №3. Проблемы освоения природных

ресурсов Европейского Севера, под общ. ред. И. Ю. Быкова // Коми региональное отделение РАЕН. – Ухта: УГТУ, 1997. – С. 30 – 34.

74. Пат. 1794243 СССР, МКИЗG01 L 3/10. Устройство для измерения крутящего момента на валу асинхронного электродвигателя. [Текст] / Перминов Б. А., Перминов В. Б., Христич И. П. (СССР) – №1747963; заявлено 05.03.91; опубл. 07.02.93, Бюл. № 5.

75. Перминов Б. А., Перминов В. Б., Ягубов З. Х. Динамические измерения крутящих моментов // Проблемы промышленных электромеханических систем и перспективы их развития: тез. докл. науч.-техн. конф. с междунар. участием (11-14 окт.). Ч. 1 / науч. ред. Кислицын А. Л. – Ульяновск: УлГТУ, 1996. – С 96 – 99.

76. Перминов Б. А., Кичигин А. А., Ягубов З. Х. Погрешности косвенного измерителя крутящего момента // Сборник научных трудов: материалы научно-технической конференции (14-17 апреля 2009 г.): В 3 ч.; Ч. I / под ред. Н. Д. Цхадая. – Ухта: УГТУ, 2009. – С. 115 – 120.

77. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Тарасенко И.А., Мезенцев А.И. Динамическая погрешность двухвходовой системы контроля параметров бурения при косвенных измерениях.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море.2017. №6. С.8-13.

78. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Мезенцев А.И., Павлика Н.А. Двухвходовые системы контроля параметров бурения.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2017. №5. С.20-24.

79. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Сесюк Е.Н. Особенности измерения крутящих моментов с использованием вариационных структур.// Инженер-нефтяник. 2016. №2. С.38-42.

80. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Способы выделения переменной составляющей мощности двигателя привода бурильной колонны.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2017. №6. С.16-21.

81. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Лапин А.Е. Согласование инерционных свойств Вариационной структуры измерения градиента крутящего момента с системой управления бурением.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2015. №9. С.10-14.

82. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Способы

выделения переменной составляющей мощности двигателя привода бурильной колонны.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2017. №6. С.16-21.

83. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Лапин А.Е. Согласование инерционных свойств Вариационной структуры измерения градиента крутящего момента с системой управления бурением.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2015. №9. С.10-14.

84. Перминов Б. А., Перминов В. Б., Чумакова Н. В., Ягубов З. Х., Ягубов Э. З. Оценка устойчивости бурильной колонны в режиме углубления скважины с использованием алгебраических критериев // Концепт. – 2015. – Современные научные исследования. Выпуск 3. – ART 85068. – URL: <http://e-koncept.ru/2015/85068.htm>. – ISSN 2304-120X.

85. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Тетеревлева Е.В., Чумакова Н.В. Определение аварийной ситуации процесса бурения с использованием вариационной структуры измерения крутящего момента.// Инженер-нефтяник. 2016. №2. С.11-16.

86. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Заикин П.Г. Компенсация релаксационных колебаний двигателя привода бурильной колонны.//Инженер-нефтяник. 2016. №2. С.27-31.

87. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Чумакова Н.В. Управление процессом бурения по градиенту крутящего момента.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016. №8. С.4-7.

88. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Динамическое равновесие системы «бурильная колонна-привод».// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016. №6. С.9-15.

89. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Заикин П.Г. Релаксационные колебания в системе бурильная колонна – привод.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016. №5. С.8-12.

90. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Тетеревлева Е.В., Чумакова Н.В. Определение аварийной ситуации процесса бурения с использованием вариационной структуры измеоения крутящего момента.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016. №2. С.4-6.

91. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Чумакова Н.В. Аварийная ситуация процесса бурения при медленно нарастающем

- воздействии структуры измерения крутящего момента. // Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016. №2. С.11-14.
92. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Заикин С.Ф. Возможности применения вариационной структуры измерения крутящего момента для построения систем управления бурением.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016. №11. С.19-23.
93. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Заикин С.Ф. К вопросу о биениях бурильной колонны в режиме углубления скважины.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016. №11. С.13-18.
94. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Чумакова Н.В. Динамические свойства вариационной структуры измерения градиента крутящего момента.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016. №10. С.4-6.
95. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З., Тетеревлева Е.В. Применение вариационных структур в косвенных методах измерения // Научно – методический электронный журнал Концепт. Т.8. 2015 С.191 – 195.
96. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Чумакова Н.В., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Механические нагрузки в системах электропривода и способы их ограничения // Научно – методический электронный журнал Концепт. Т 13. С. 341 – 345.
97. Перминов В.Б., Перминов Б.А., Ягубов З.Х. Динамика бурильной колонны, контроль и управление процессом бурения // Сборник научных статей. LAP LAMBERT Academic Publishing. 2016. – 192 с.
98. Перминов Б. А., Перминов В. Б., Чумакова Н. В., Ягубов З. Х., Ягубов Э. З. Моделирование электропривода постоянного тока буровой установки // Концепт. – 2015. – Современные научные исследования. Выпуск 3. – ART 85070. – URL: <http://e-koncept.ru/2015/85070.htm>. – ISSN 2304-120X.
99. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Филиппов П.Г. Погрешности компенсации автоколебаний мощности двигателя привода бурильной колонны. Инженер-нефтяник. 2017.№2. С.24-30.
100. Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Филиппов П.Г. Компенсация автоколебаний мощности двигателя привода бурильной колонны.//Инженер-нефтяник. 2017.№3. С.29-33.
101. Погарский А. А., Чефранов К. А., Шишкин О. П. Оптимизация процессов глубокого бурения. – М.: Недра, 1981. – 296с.

102. Rapold K. Drilling vibration measurement detect bit stick-slip // Oil and Gas Journal. – 1993. – Vol.91, N9. – P. 66 – 70.
102. Сароян А. Е. Теория и практика работы бурильной колонны. – М.: Недра, 1990. – 263 с.
103. Середа Н. Г., Соловьёв Е. М. Бурение нефтяных и газовых скважин. – М.: Недра, 1974. – 456 с.
104. Султанов Б. З., Янтурин А. Ш. О величине нормального давления сжатой части бурильной колонны на стенки скважины // Нефтяное хозяйство. – 1973. – N 8. – С. 27 – 28.
105. Султанов Б. З. Работа бурильной колонны в скважине. – М.: Недра, 1973. – 216 с.
106. Султанов Б. З. Управление устойчивостью и динамикой бурильной колонны. – М.: Недра, 1991. – 208с.
107. Хегай В. К. К вопросу оптимизации режимных параметров бурения с учетом крутильных автоколебаний // Известия Коми НЦ УрО РАН. – 2010. – №2. – С. 78 – 83.
108. Христич И. П. Прибор для измерения крутящего момента на валу асинхронного электродвигателя // Труды международной конференции “Проблемы освоения природных ресурсов европейского севера” / под ред. И. Ю. Быкова. – М.: АООТ «Политех 4», 1997. – С 245 – 248 .
109. Христич И. П., Иванов Б. А., Коротков Ю. П. Косвенный измеритель момента на основе наблюдающего устройства // Труды международной юбилейной конференции «Датчик–98», Госстандарт России, Российская метрологическая Академия. – Гурзуф: Министерство общего и профессионального образования РФ, 1998. – С 28 – 31.
110. Христич И. П. Прибор для измерения крутящего момента на валу асинхронного электродвигателя // Труды международной конференции “Проблемы освоения природных ресурсов европейского севера” / под ред. И. Ю. Быкова. – М.: АООТ «Политех 4», 1997. – С 245 – 248 .
111. Христич И. П., Перминов Б. А., Ягубов З. Х. Метод динамических измерений крутящего момента // Труды международной юбилейной конференции «Датчик–98», Госстандарт России, Российская метрологическая Академия. – Гурзуф: Министерство общего и профессионального образования РФ, 1998. – С 31 – 34.
112. Цхадая Н.Д., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Динамические погрешности двухвходовых систем контроля параметров

- бурения.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2017. №5. С. 24-28.
113. Цхадая Н.Д., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Полетаев С.В., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Устойчивость бурильной колонны в режиме углубления скважины. // Нефтегазовое дело. №12 – 3. 2014. С. 29 – 36.
114. Цхадая Н.Д., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Филипов П.Г. Погрешности компенсации автоколебаний мощности двигателя привода бурильной колонны с применением одноконтурных вариационных структур.// Нефтегазовое дело. 2017. №2. С.141-145.
115. Цхадая Н.Д., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Бойченко Л.П. Прохождение стохастического сигнала через вариационную структуру измерения крутящего момента.// Инженер-нефтяник.2016. №1. С.12-16.
116. Цхадая Н.Д., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Синтез вариационной структуры при косвенных измерениях крутящего момента.// Строительство нефтяных и газовых скважин на суше и на море. 2016.№6. С.4-8.
117. Цхадая Н.Д., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Анализ биений бурильной колонны в процессе углубления скважины. Нефтегазовое дело. 6/2015. С. 33 – 56.
118. Цхадая Н.Д., Перминов Б.А., Перминов И.Б., Ягубов З.Х., Ягубов Э.З. Влияние биений бурильной колонны на механическую скорость проводки скважины. // Нефтегазовое дело. 6/2015. С. 57 – 74.
119. Цхадая Н. Д., Ягубов З. Х., Ягубов Э. З., Перминов Б. А., Перминов В. Б., Полетаев С. В. О программной оптимизации процесса углубления скважин // Нефтегазовое дело – 2014. – №4. – С. 50 – 75.
120. Электрические измерения. Под ред. Фремке А.В., Душина Е.М. Л: «ЭНЕРГИЯ». 1980. С. 392.
121. Юнин Е. К., Хегай В. К. Динамика глубокого бурения. – М.: Недра, 2004. С.168.
122. Юнин Е. К. Введение в динамику глубокого бурения. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2009. – 168 с
123. Ягубов З.Х., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Полетаев С.В. Способ управления процессом бурения и система для его осуществления // Патент RU 2 569 652 С1. Приоритет от 16. 05. 2014. Опубликовано: 27. 11. 2015. Бюлл. №33.
124. Ягубов З.Х., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Полетаев С.В. Способ

управления процессом бурения и система для его осуществления // Патент RU 2 569 656 C1. Приоритет от 16. 05ю 2014. Опубликовано: 27. 11. 2015. Бюлл. №33.

125. Ягубов З.Х., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Быков И.Ю., Заикин С.Ф., Полетаев С.В. Способ управления процессом бурения и система для его осуществления // Патент RU 2 569 652 C1. Приоритет от 16. 05. 2014. Опубликовано: 27. 11. 2015. Бюлл. №33.

126. Ягубов З.Х., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Полетаев С.В. Способ управления процессом бурения и система для его осуществления // Патент RU 2 569 656 C1. Приоритет от 16. 05ю 2014. Опубликовано: 27. 11. 2015. Бюлл. №33.

127. Ягубов З.Х., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Полетаев С.В. Способ управления процессом бурения и система для его осуществления // Патент RU 2 569 652 C1. Приоритет от 16. 05. 2014. Опубликовано 27. 11. 2015. Бюлл. №33.

128. Ягубов З.Х., Перминов Б.А., Перминов В.Б., Полетаев С.В. Устойчивость бурильной колонны в режиме углубления скважины // В сборнике: Фундаментальные и прикладные науки сегодня. Материалы 4 – ой научно – практической конференции. Научно – издательский центр «Академический». 2014. С. 155 – 167.

Приложения

Приложение 1

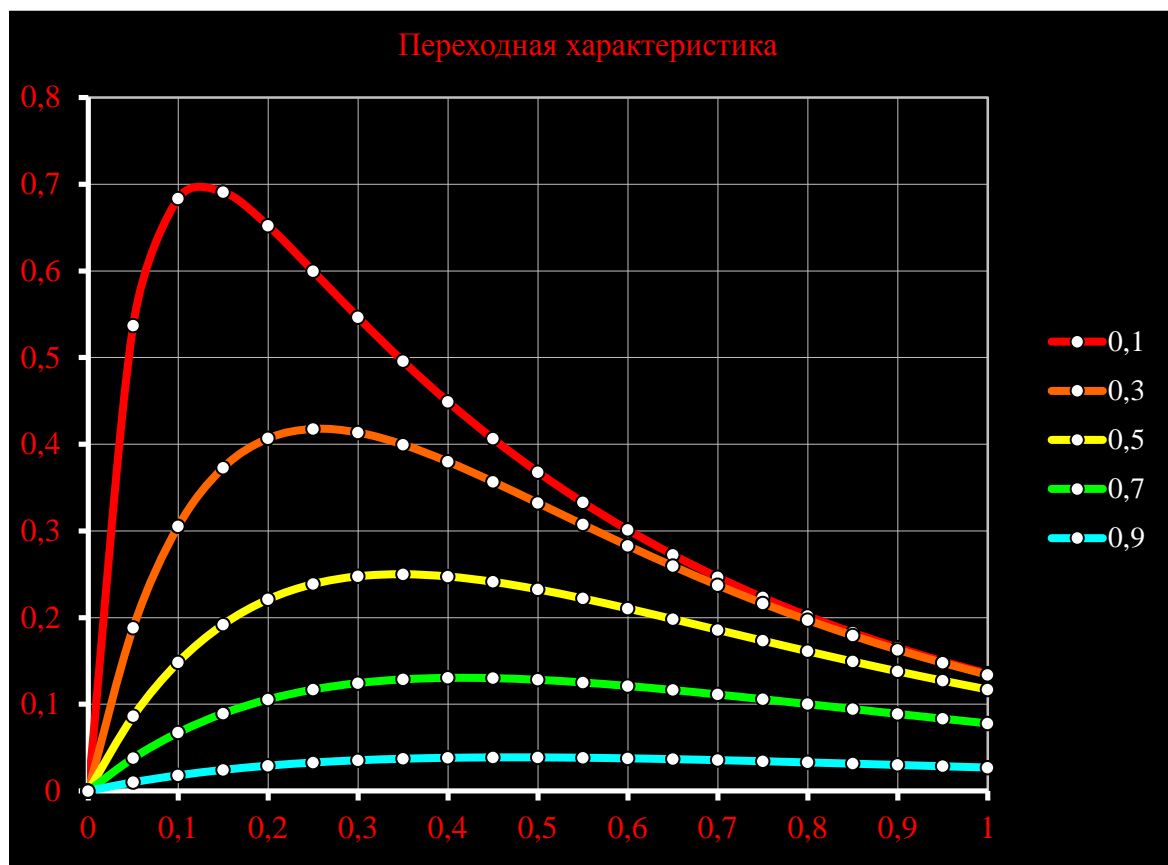


Рисунок 1.6 – Кривые переходного процесса вариационной структуры при постоянной времени первого аperiodического звена $T_1 = 0,5$ и различных

отношениях постоянных времени $m = \frac{T_1}{T_2} = [0,1; 0,3; 0,5; 0,7; 0,9]$

$T_1 = 0,1$ при $m = 0,1; 0,3; 0,5; 0,7, 0,9$

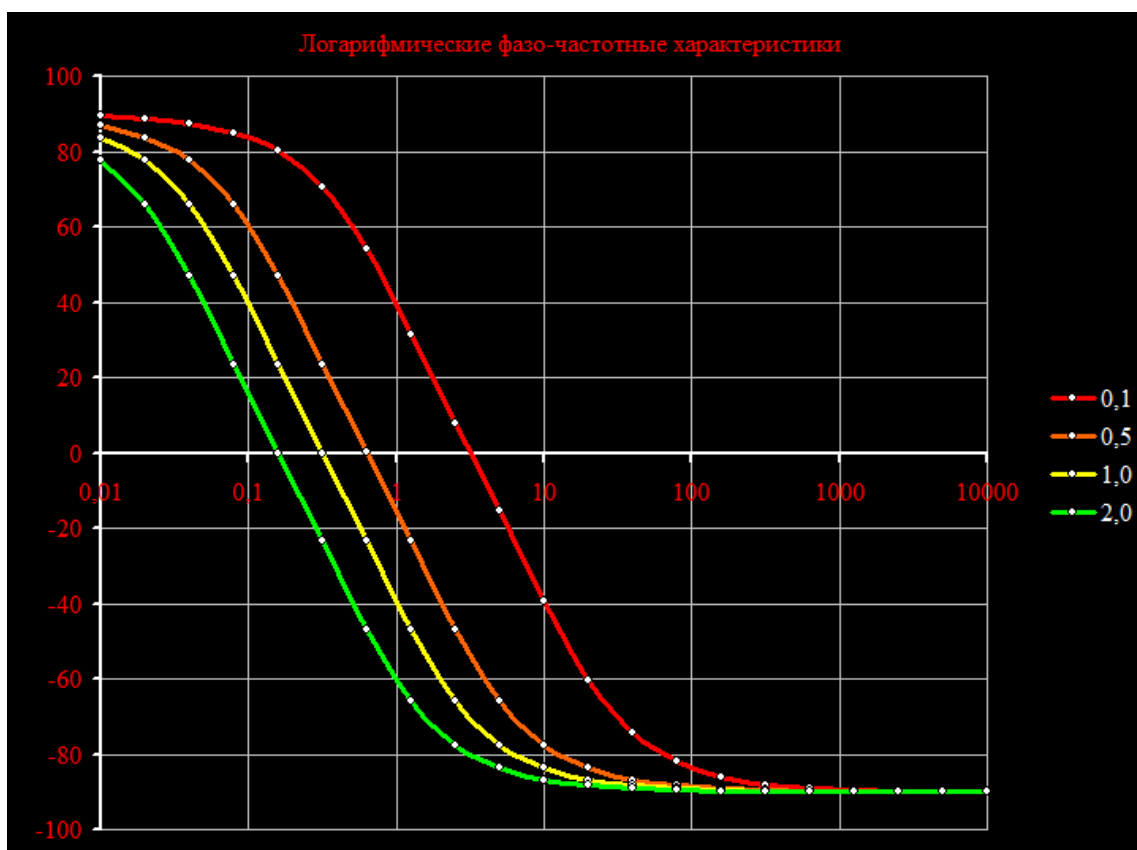


Рисунок 1.8 – Семейство логарифмических фазо-частотных характеристик
вариационной структуры

$$T_1 = 0,1 \text{ при } m = 0,1; 0,3; 0,5; 0,7, 0,9$$

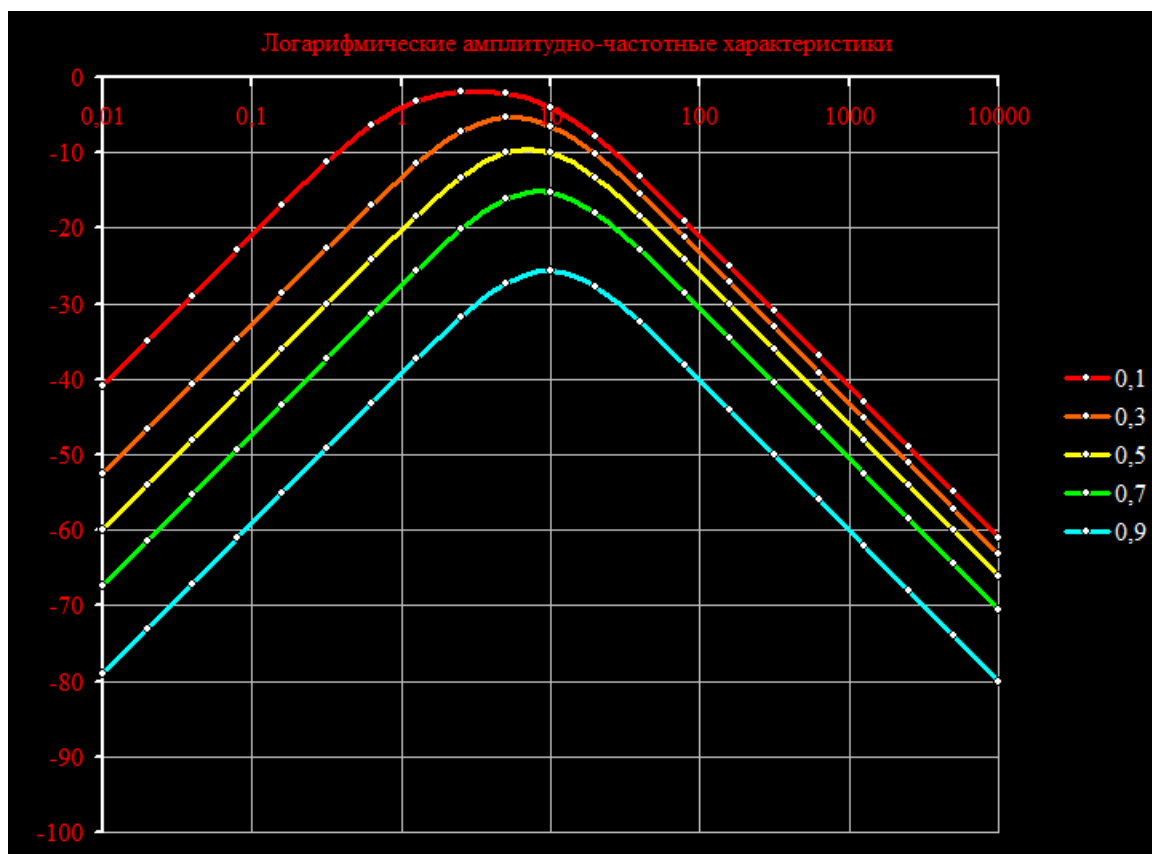


Рисунок 1.10 – Семейство логарифмических амплитудно-частотных характеристик вариационной структуры

$$T_1 = 0,1 \text{ при } m = 0,1; 0,3; 0,5; 0,7, 0,9$$

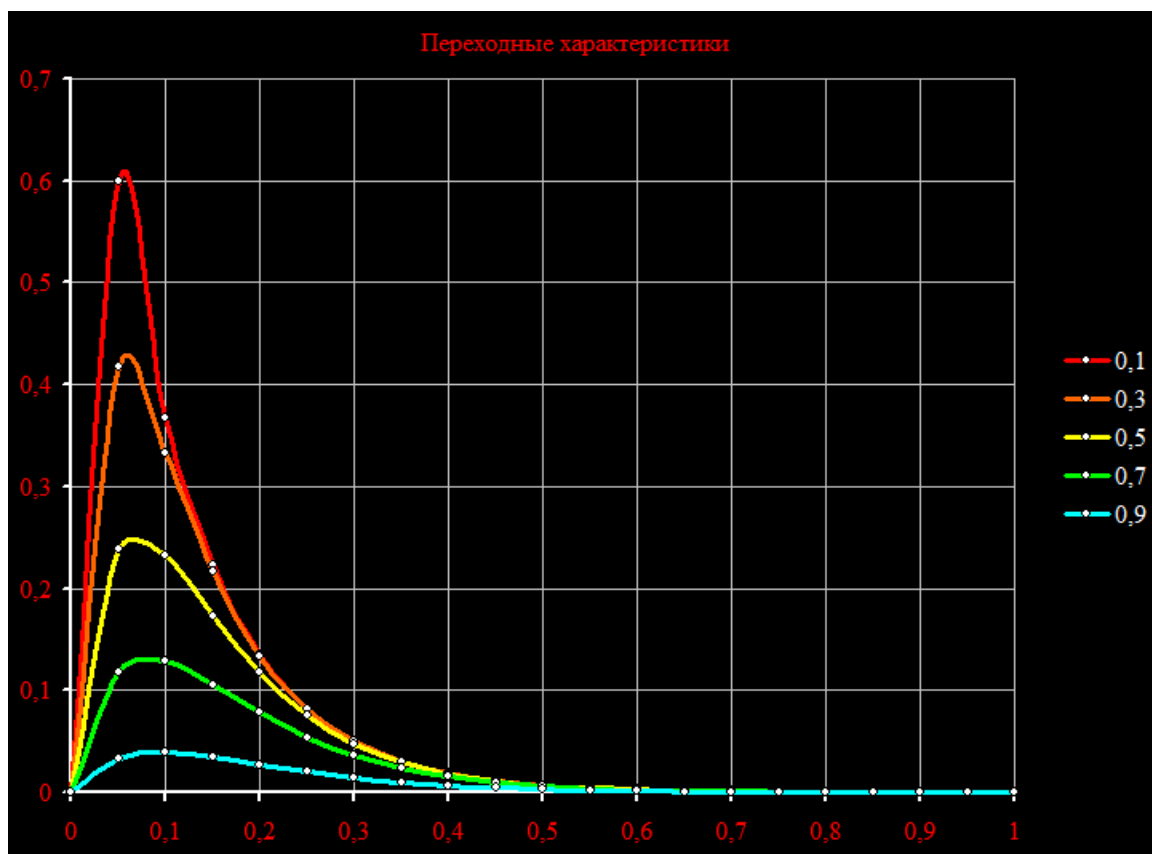


Рисунок 1.11 – Семейство переходных характеристик вариационной структуры

Таблица 2.1 – К построению частотных характеристик

Параметры звеньев			
k_1	1,000	1,000	1,000
T_1	0,010	0,010	0,010
T_2	1,000	0,200	0,100

k_2	1,000					1,000				1,000			
T_3	0,020					0,020				0,020			
T_4	1,000					0,200				0,100			
Расчёты коэффициентов													
$K=k_1/k_2$	1,000					1,000				1,000			
$\varepsilon=T_2/T_4$	1,000					1,000				1,000			
$m=T_1/T_2$	0,010					0,050				0,100			
$n=T_3/T_4$	0,020					0,100				0,200			
t_1	0,141					0,063				0,045			
t_2	0,100					0,045				0,032			
q	3,606					1,739				1,342			
s	5,050					2,348				1,739			
X	1,010					1,056				1,125			
Расчёт характеристик													
$\lg(\omega)$	ω	$\text{Re}_1(\omega)$	$\text{Im}_1(\omega)$	$A_1(\omega)$	$\varphi_1(\omega)$	$\text{Re}_2(\omega)$	$\text{Im}_2(\omega)$	$A_2(\omega)$	$\varphi_2(\omega)$	$\text{Re}_3(\omega)$	$\text{Im}_3(\omega)$	$A_3(\omega)$	$\varphi_3(\omega)$
-3,000	0,001	1,010	0,000	1,010	0,001	1,056	0,000	1,056	0,001	1,125	0,000	1,125	0,001
-2,500	0,003	1,010	0,000	1,010	0,002	1,056	0,000	1,056	0,002	1,125	0,000	1,125	0,002
-2,000	0,010	1,010	0,000	1,010	0,006	1,056	0,000	1,056	0,006	1,125	0,000	1,125	0,006
-1,500	0,032	1,010	0,000	1,010	0,018	1,056	0,000	1,056	0,018	1,125	0,000	1,125	0,018
-1,000	0,100	1,009	0,001	1,009	0,057	1,055	0,001	1,055	0,057	1,125	0,001	1,125	0,057
-0,500	0,316	1,002	0,003	1,002	0,183	1,051	0,003	1,051	0,182	1,122	0,004	1,122	0,182
0,000	1,000	0,965	0,010	0,965	0,600	1,012	0,011	1,012	0,597	1,091	0,011	1,091	0,591
0,500	3,162	0,929	0,032	0,929	1,968	0,735	0,033	0,736	2,598	0,813	0,036	0,814	2,502
1,000	10,000	0,931	0,100	0,936	6,131	0,173	0,105	0,202	31,130	-0,569	0,111	0,580	-11,070
1,500	31,623	1,019	0,290	1,060	15,900	0,152	0,303	0,339	63,449	-1,620	0,323	1,652	-11,291
2,000	100,000	1,470	0,505	1,554	18,965	1,021	0,528	1,149	27,334	-0,018	0,563	0,563	-88,170
2,500	316,228	1,920	0,290	1,942	8,600	1,913	0,303	1,937	9,015	1,835	0,323	1,863	9,996
3,000	1000,000	2,010	0,100	2,012	2,849	2,089	0,105	2,092	2,863	2,205	0,111	2,208	2,892
3,500	3162,278	2,019	0,032	2,020	0,905	2,109	0,033	2,109	0,906	2,245	0,036	2,246	0,907
4,000	10000,000	2,020	0,010	2,020	0,286	2,111	0,011	2,111	0,286	2,250	0,011	2,250	0,287
4,500	31622,777	2,020	0,003	2,020	0,091	2,111	0,003	2,111	0,091	2,250	0,004	2,250	0,091
5,000	100000,000	2,020	0,001	2,020	0,029	2,111	0,001	2,111	0,029	2,250	0,001	2,250	0,029

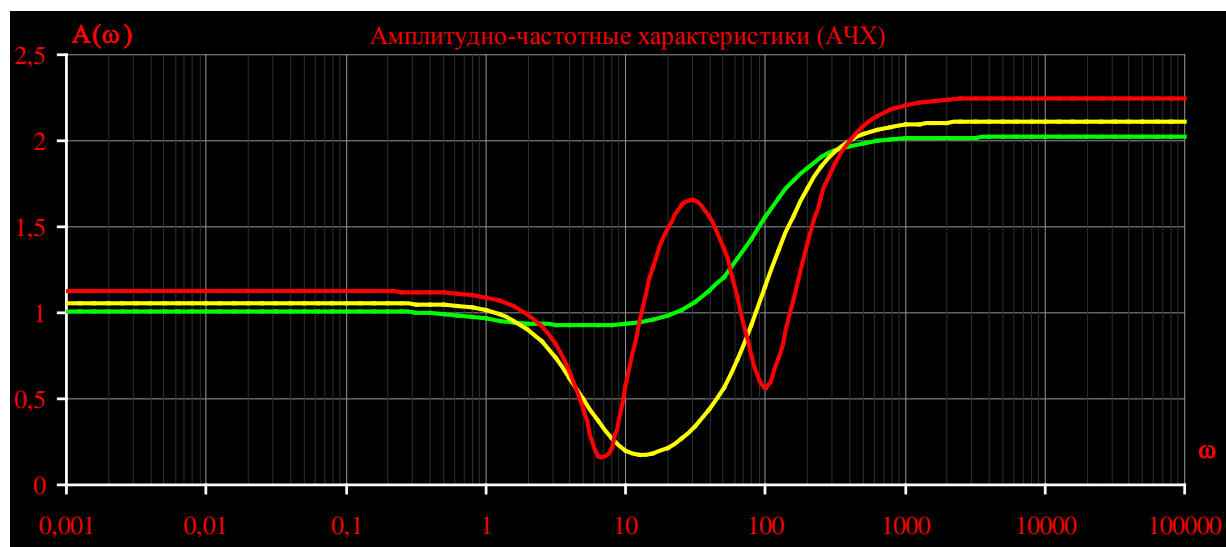


Рисунок 2.7 – Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ)

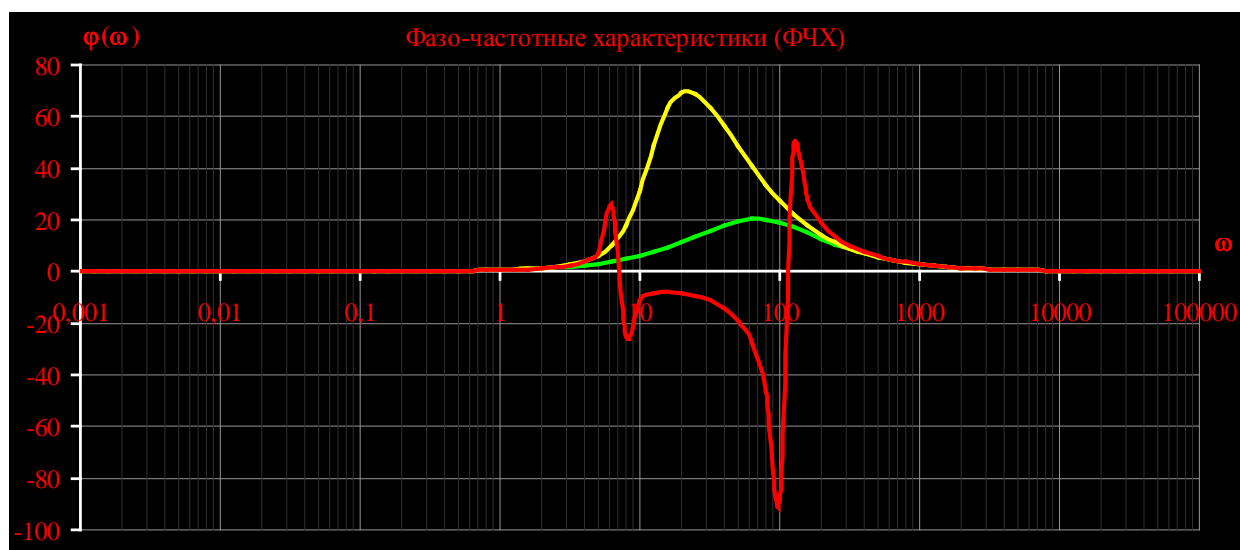


Рисунок 2.8 – Фазо-частотные характеристики (ФЧХ)

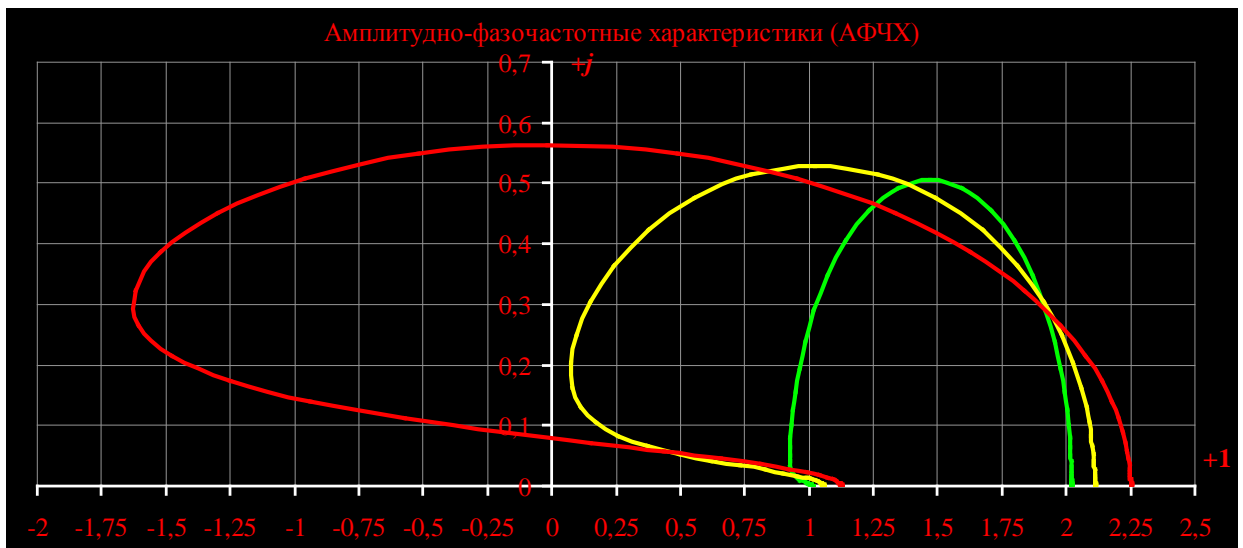


Рисунок 2.9 – Амплитудно-фазо-частотные характеристики (АФЧХ)

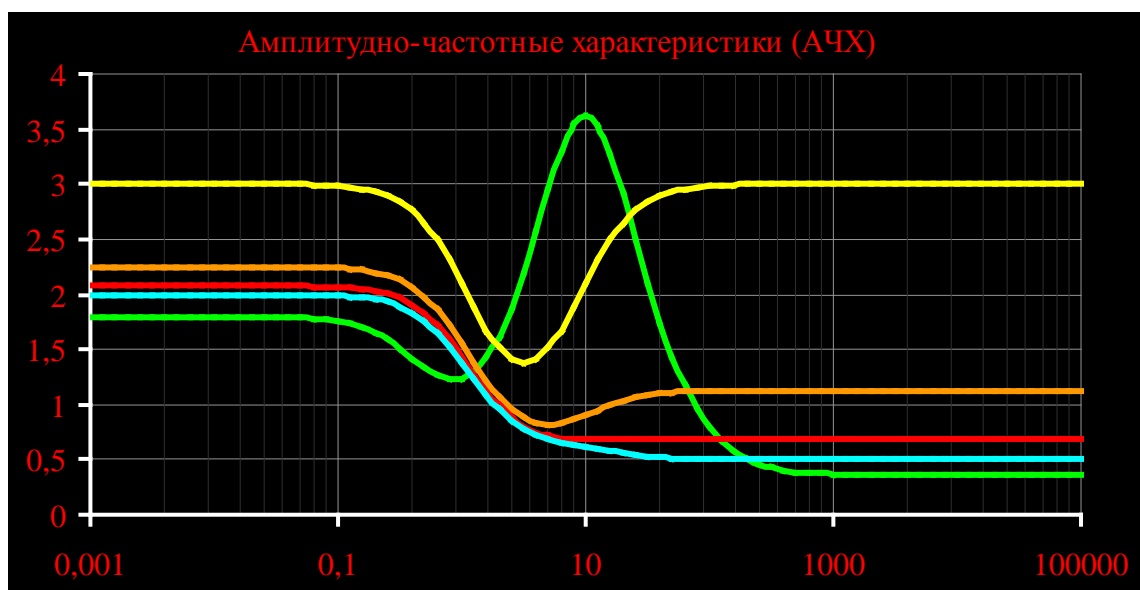


Рисунок 2.14 – Логарифмические амплитудно-частотные характеристики
при $\omega_{01} \neq \omega_{02}$; $\omega_{01} > \omega_0$; $\omega_{01} < \omega_0$

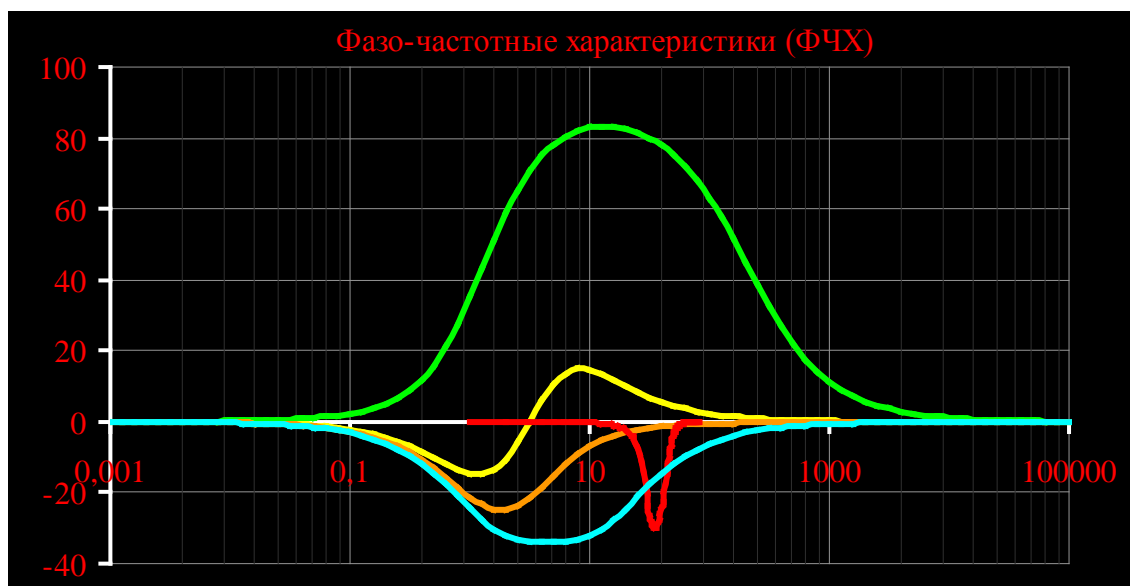


Рисунок 2.15 – Логарифмические фазо-частотные характеристики при
 $\omega_{01} \neq \omega_{02}$; $\omega_{01} > \omega_0$; $\omega_{01} < \omega_0$

Приложение 2



Рисунок 2.10 – Осциллограмма приращения крутящего момента при осевой нагрузке 120 кН

$$T_1 \gg T_3; T_2 \gg T_4; T_1 \approx T_2; T_3 \approx T_4$$



Рисунок 2.11 – Осциллограмма приращения крутящего момента при осевой нагрузке 120кН

$$T_1 \approx T_3; T_2 \approx T_4; T_1 < T_2; T_3 < T_4$$



Рисунок 4.2 – Осциллограмма мощности при осевой нагрузке 160 кН



Рисунок 4.5 – Осциллограмма мощности при осевой нагрузке 160 кН с системой компенсации релаксационных колебаний



Рисунок 4.14 – Осциллограмма мощности двигателя привода при осевой нагрузке 120 кН



Рисунок 4.15 – Осциллограмма суммарного значения крутящего момента при осевой нагрузке 120 кН



Рисунок 4.16 – Осциллограмма динамического приращения крутящего момента при осевой нагрузке 120 кН



Рисунок 4.18 – Осциллограмма мощности при осевой нагрузке 120кН



Рисунок 4.19 – Осциллограмма динамического наброса момента при осевой нагрузке 120кН (масштаб 1:10)



Рисунок 4.20 – Осциллограмма момента при осевой нагрузке 120кН



Рисунок 4.21 – Осциллограмма мощности при осевой нагрузке 140кН



Рисунок 4.22 – Осциллограмма динамического наброса момента при осевой нагрузке 140кН (масштаб 1:1)

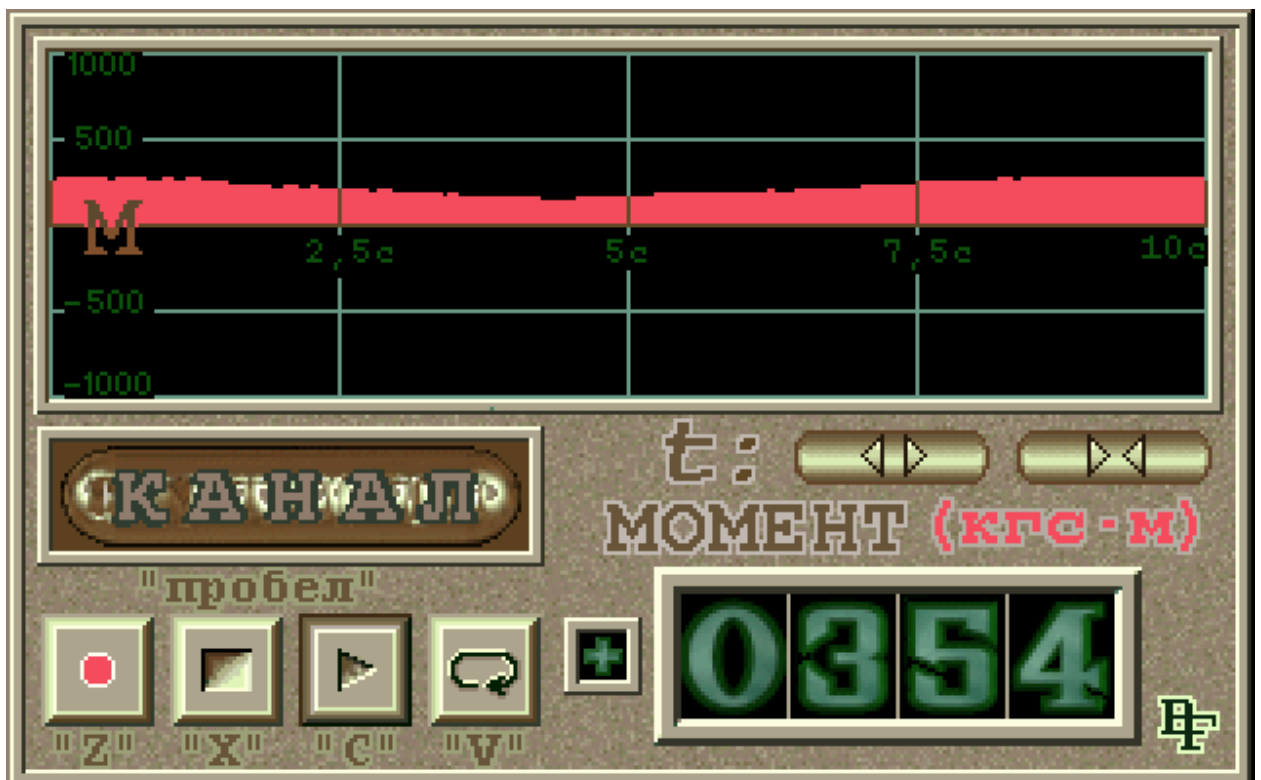


Рисунок 4.23 – Осциллограмма момента при осевой нагрузке 140кН



Рисунок 4.24 – Осциллограмма мощности при осевой нагрузке 160кН



Рисунок 4.25 – Осциллограмма динамического наброса момента при осевой нагрузке 160кН (масштаб 1:10)



Рисунок 4.26 – Осциллограмма момента при осевой нагрузке 160кН



Рисунок 4.27 – Осциллограмма мощности при осевой нагрузке 180кН

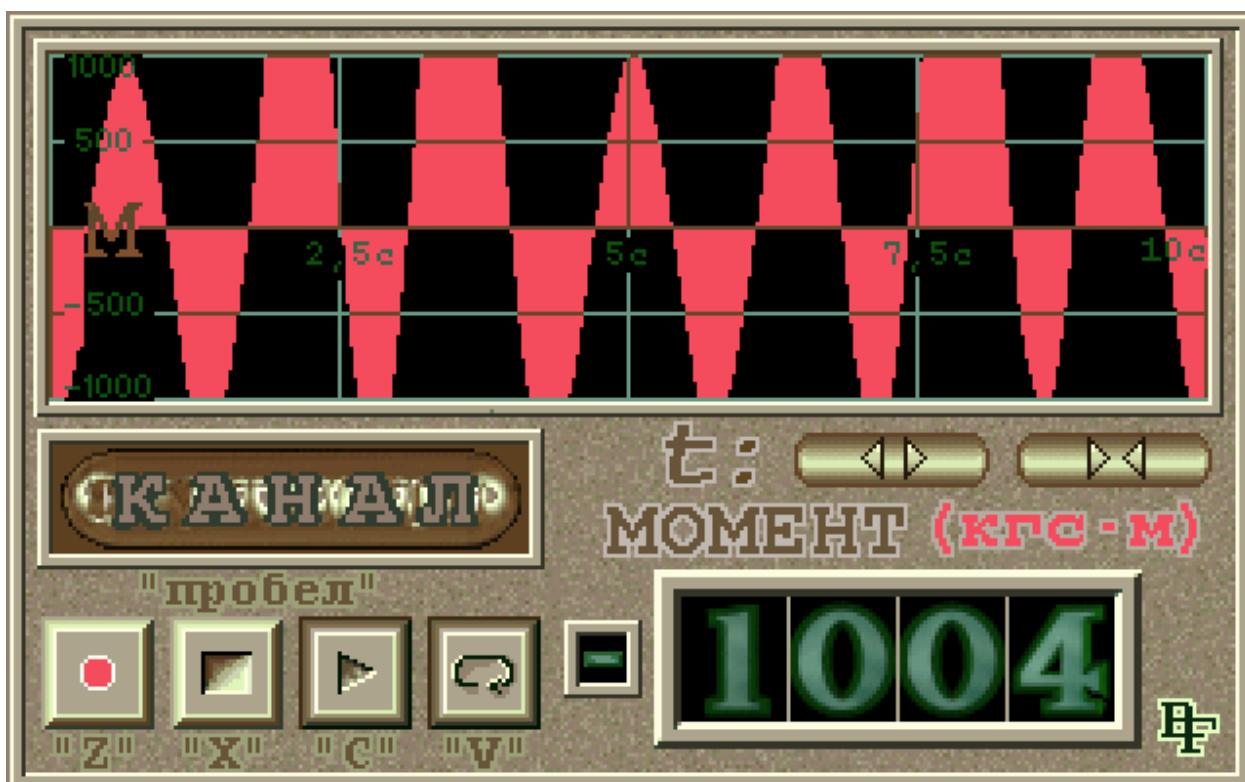


Рисунок 4.28 – Осциллограмма динамического наброса момента при осевой нагрузке 180кН. (масштаб 1:1)



Рисунок 4.29 – Осциллограмма момента при осевой нагрузке 180кН



Рисунок 5.19 - Осциллограмма мощности при осевой нагрузке 160кН.

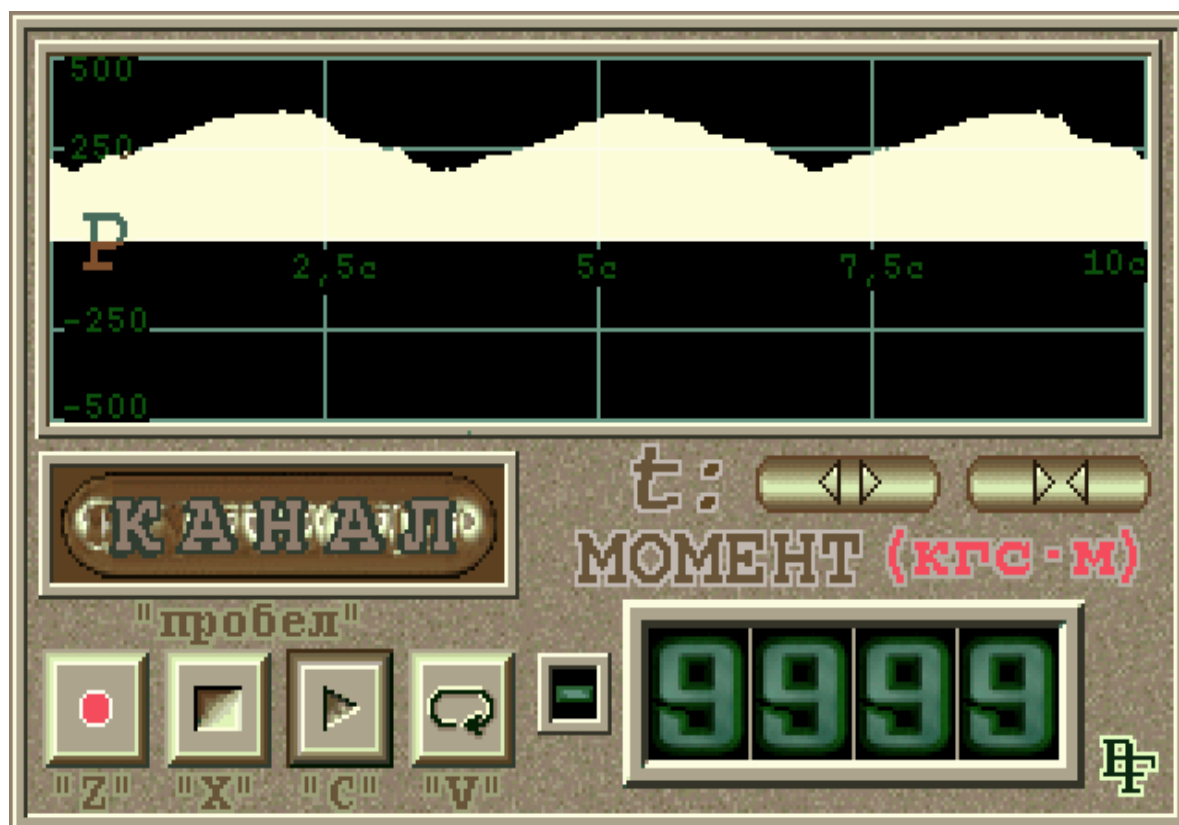


Рисунок 5.20 - Осциллограмма мощности при осевой нагрузке 160 кН



Рисунок 5.23 – Осциллограмма мощности двигателя привода с использованием противофазного способа компенсации релаксационных Колебаний

Приложение 3

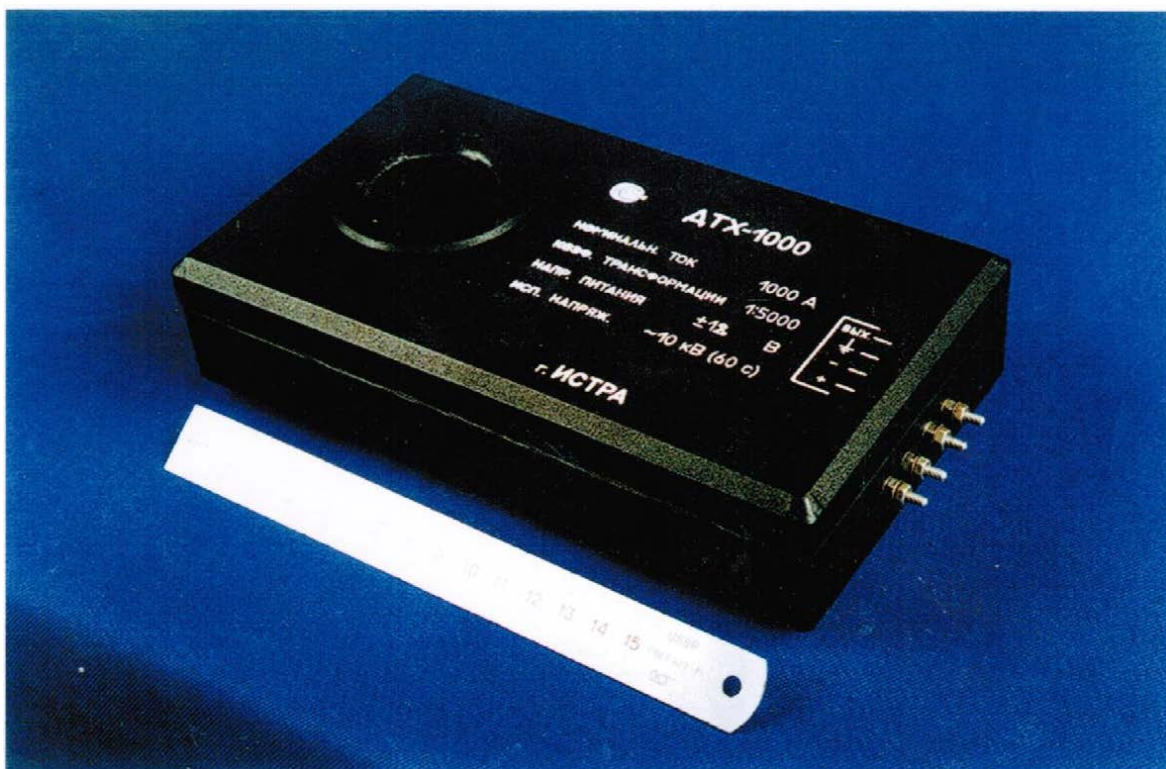


Рисунок 4.7 – Датчик тока ДТХ-1000

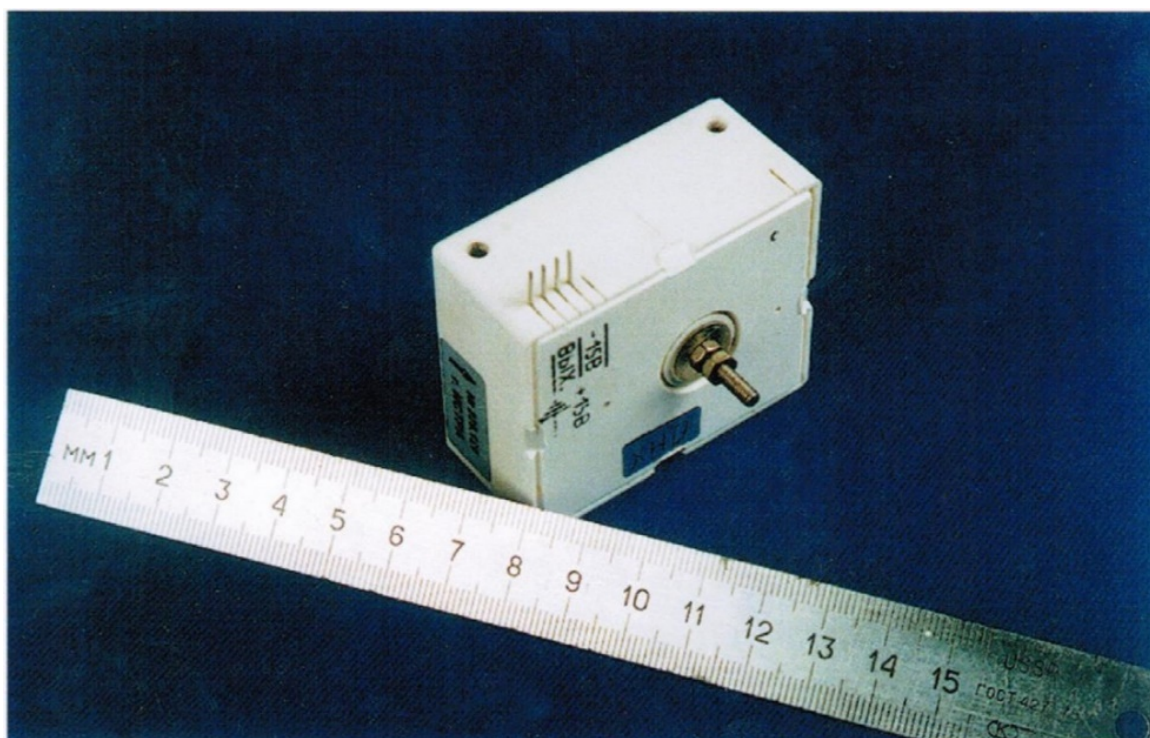


Рисунок 4.8 – Датчик измерения напряжения ДНХ

