

Частотное адаптивное управление с линейным синтезатором и его применение для настройки ПИД-регуляторов

диссертационная работа на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.13.01 (системный анализ, управление и обработка информации — в технических системах)

Шатов Дмитрий Владимирович

12/05/2016

Введение

1. Методы адаптивного управления
2. Частотное адаптивное управление с линейным синтезатором
3. Конечно-частотная идентификация запаздывания
4. Настройщик ПИД-регуляторов
5. Адаптивное управление процессом бурения с контролируемым давлением

Заключение

Актуальность работы

Адаптивное управление – активно развивающееся направление теории управления, в котором рассматриваются задачи управления сложными объектами, когда их динамика существенно меняется в течение работы. Выделяют ряд задач в зависимости от описания моделей объектов, классов действующих внешних возмущений и конечных целей управления.

- Адаптивное управление с эталонной моделью (Whitaker H.P. и др.)
С использованием градиентных методов и функций Ляпунова (Земляков С.Д., Рутковский В.Ю., Parks P.C.).
- Методы прямого и непрямого адаптивного управления (с идентификацией модели объекта) (Landau I.D., Tao G.), адаптивное управление на основе рекуррентных целевых неравенств (Якубович В.А.), робастное адаптивное управление с учетом нелинейностей (Соколов В.Ф., Фрадков А.Л., Ioannou P.A.).
- Известны виды адаптивного управления, направленные на подавление влияния внешних возмущений, действующих на объект управления (Бобцов А.А., Landau I.D.).

- Часто используются нечеткая логика (Zadeh L.A.), нейронные сети (Розенблатт Ф.) и управление на основе предсказателя (Model Predictive Control).
- Частотное адаптивное управление (Александров А.Г.) – это метод не прямой адаптации на основе конечно-частотной идентификации и с синтезом регулятора через уравнение Риккати, который обеспечивает заданные показатели качества системы.

При численном решении нелинейного уравнения Риккати могут возникать численные погрешности, существенно влияющие на результат вычислений. При идентификации запаздывания конечно-частотным методом возникает проблема неединственности решения, а в известном методе ее решения неясен выбор параметров испытательного сигнала.

Цель диссертационной работы

Цель диссертационной работы состоит в развитии метода частотного адаптивного управления одномерными объектами и используемых в нем конечно-частотной идентификации и метода синтеза регуляторов по заданным показателям качества, а также применение частотной адаптации к реальным объектам.

В соответствии с этой целью формулируются задачи диссертационной работы

- Разработка процедуры синтеза регулятора, на основе линейной системы уравнений.
- Исследование проблемы однозначной конечно-частотной идентификации запаздывания и разработка соответствующего подхода к ее решению.
- Разработка настройщика ПИД-регуляторов для идентификации коэффициентов модели объекта и вычисления коэффициентов регулятора.
- Применение разработанных методов и подходов к реальным задачам

1. Методы адаптивного управления

- При прямой адаптации строятся алгоритмы управления, гарантирующие устойчивость системы управления, однако они чувствительны к действию внешних возмущений.
- При непрямой адаптации строятся схемы адаптивного управления обеспечивающие качественное управление при различных видах внешних возмущений, но при этом возникает проблема сохранения устойчивости в течение идентификации параметров объекта управления.
- Выбор ряда параметров при построении систем управления с нечеткой логикой и нейронными сетями, носит опытный характер, открытым остается вопрос исследования устойчивости таких систем.
- При управлении на основе предсказателя необходима заранее известная модель объекта, также сложность вызывает настройка параметров МРС и невозможность заранее гарантировать устойчивость системы, внешние возмущение при прогнозировании являются константой.

Частотное адаптивное управление

Рассматривается система вида

$$\begin{aligned} d_n y^{(n)} + d_{n-1} y^{(n-1)} + \dots + d_1 \dot{y} + d_0 y = \\ k_m u^{(m)} + \dots + k_1 \dot{u} + k_0 u + f, m < n \\ g_{n_c} u^{(n_c)} + \dots + g_1 \dot{u} + g_0 u = r_{m_c} (y^{(m_c)} + v^{(m_c)}) + \dots \\ + r_1 (\dot{y} + \dot{v}) + r_0 (y + v), m_c \leq n_c, \end{aligned} \quad (1)$$

где $y(t)$ – измеряемый выход объекта (регулируемой переменная), $u(t)$ – сигнал управления, $v(t)$ – испытательный сигнал, используемый при адаптации, $f(t)$ – внешнее возмущение.

Внешнее возмущение $f(t)$ может быть представлено полигармонической функцией

$$f(t) = \sum_{i=0}^{\infty} f_i \sin(\omega_i^f t + \phi_i^f), \quad \sum_{i=0}^{\infty} |f_i| \leq f^*, \quad (2)$$

где частоты ω_i^f и фазы ϕ_i^f – неизвестны, а f^* – известное число.

Генератор испытательного сигнала формирует полигармонический сигнал вида:

$$v(t) = \sum_{i=1}^n v_i \sin \omega_i t, \quad (3)$$

где $v_i, \omega_i, (i = \overline{1, n})$ – амплитуды и частоты гармоник испытательного сигнала.

Числа

$$\alpha_k = \operatorname{Re} W(j\omega_k), \quad \beta_k = \operatorname{Im} W(j\omega_k), \quad (k = \overline{1, n}), \quad (4)$$

где $W(j\omega) = \frac{k(j\omega)}{d(j\omega)}$, называют *частотными параметрами* объекта.

Фильтр Фурье определяет оценки частотных параметров объекта, используя сигналы $u(t)$ и $y(t)$:

$$\hat{\alpha}_i = \frac{\hat{\alpha}_{ui}\hat{\alpha}_{yi} + \hat{\beta}_{ui}\hat{\beta}_{yi}}{\hat{\alpha}_{ui}^2 + \hat{\beta}_{ui}^2}, \quad \hat{\beta}_i = \frac{\hat{\alpha}_{ui}\hat{\beta}_{yi} - \hat{\alpha}_{yi}\hat{\beta}_{ui}}{\hat{\alpha}_{ui}^2 + \hat{\beta}_{ui}^2}, \quad (i = \overline{1, n}), \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}_{ui} &= \frac{2}{v_i T} \int_{t_j}^{t_{j,a}} u(t) \sin(\omega_i t) dt, \quad \hat{\beta}_{ui} = \frac{2}{v_i T} \int_{t_j}^{t_{j,a}} u(t) \cos(\omega_i t) dt, \\ \hat{\alpha}_{yi} &= \frac{2}{v_i T} \int_{t_j}^{t_{j,a}} y(t) \sin(\omega_i t) dt, \quad \hat{\beta}_{yi} = \frac{2}{v_i T} \int_{t_j}^{t_{j,a}} y(t) \cos(\omega_i t) dt, \end{aligned} \quad (6)$$

$$(i = \overline{1, n}, j = \overline{1, N}),$$

где T — длительность идентификации.

Частотные параметры (4) связаны с передаточной функцией объекта следующим образом:

$$W(j\omega_p) = \alpha_p + j\beta_p, \quad (p = \overline{1, n}). \quad (7)$$

Идентификатор решает частотную систему уравнений, полученную из (7). Коэффициентами системы являются оценки частотных параметров объекта (5)

$$\sum_{i=0}^m (j\omega_p)^i \hat{k}_i - (\hat{\alpha}_p + j\hat{\beta}_p) \sum_{i=1}^n (j\omega_p)^i \hat{d}_i = \hat{\alpha}_p + j\hat{\beta}_p, \quad (p = \overline{1, n}). \quad (8)$$

Решение системы (8) дает оценки коэффициентов полиномов \hat{d}_i ($i = \overline{0, n}$) и \hat{k}_j ($j = \overline{0, m}$).

Далее проводится синтез регулятора, основанный на использовании уравнения Риккати, параметры которого выбраны так, чтобы обеспечивать заданные показатели качества системы.

2. Частотное адаптивное управление с линейным синтезатором

Рассматривается система, описываемая уравнениями

$$\begin{aligned} d_n^{[r]} y^{(n)} + d_{n-1}^{[r]} y^{(n-1)} + \dots + d_1^{[r]} \dot{y} + d_0^{[r]} y = k_m^{[r]} u^{(m)} + \\ \dots + k_1^{[r]} \dot{u} + k_0^{[r]} u + f, \quad m < n; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} g_{n_c}^{[r]} u^{(n_c)} + \dots + g_1^{[r]} \dot{u} + g_0^{[r]} u = r_{m_c}^{[r]} (y^{(m_c)} + v^{(m_c)}) + \dots \\ + r_1^{[r]} (\dot{y} + \dot{v}) + r_0^{[r]} (y + v), \quad m_c \leq n_c. \end{aligned} \quad (10)$$

Коэффициенты $d_i^{[r]}, k_j^{[r]}$ ($i = \overline{0, n}, j = \overline{0, m}, \nu = \overline{0, N-1}$) объекта неизвестные числа, которые изменяются в моменты времени t_i ($i = 1, 2, \dots, N-1$) и в дальнейшем сохраняют свои значения на интервалах времени

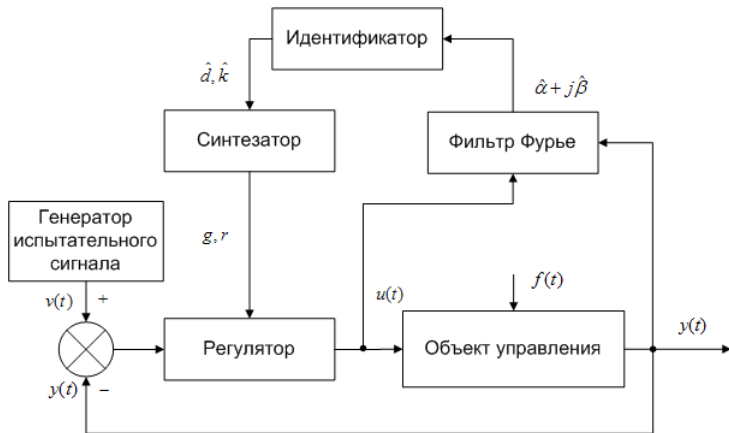
$$I_0 = [t_0, t_1), I_1 = [t_1, t_2), \dots, I_{N-1} = [t_{N-1}, t_N], \quad (11)$$

где t_0 – начальный момент времени, момент времени t_N – момент окончания работы. Интервалы I_0, I_1, \dots, I_{N-1} называются *интервалами стационарности объекта*.

Задача адаптации состоит в том, чтобы для каждого интервала стационарности объекта, найти коэффициенты $g_i^{[r]}, r_j^{[r]}$ ($i = \overline{0, n_c}, j = \overline{0, m_c}$) регулятора такие, что система (9), (10) удовлетворяла требованиям к точности

$$|y(t)| \leq y^*, t \in I_i, i = \overline{0, N-1}; \quad (12)$$

где y^* – заданное число.



Для решения описанной выше задачи применим частотную адаптацию. Адаптации на каждом интервале стационарности объекта (11) состоит из двух процедур: процедуры идентификации коэффициентов объекта, и затем процедуры синтеза регулятора на основе тождества Безу.

Процедура идентификации

Неизвестные коэффициенты объекта (9) ищутся на каждом интервале стационарности объекта с помощью метода конечно-частотной идентификации. К объекту прикладывается испытательный сигнал (3), а его входы и выходы объекта подаются на фильтры Фурье (6). Оценки коэффициентов полиномов \hat{d}_i , $i = \overline{0, n}$ и \hat{k}_i , $i = \overline{0, m}$, получают, решая систему частотных уравнений (8), с использованием параметров (5).

Процедура синтеза регулятора

Коэффициенты полиномов регулятора находятся из тождества Безу

$$d(s)g(s) - k(s)r(s) = \psi(s), \quad (13)$$

где $d(s) = \sum_{i=0}^n d_i s^i$, $k(s) = \sum_{i=0}^m k_i s^i$, $g(s) = \sum_{i=0}^{n_c} g_i s^i$, $r(s) = \sum_{i=0}^{m_c} r_i s^i$, а

$\psi(s) = \sum_{i=0}^{2n-1} \psi_i s^i$ — задаваемый полином, степени $2n - 1$.

Полином $\psi(s)$ имеет структуру

$$\psi(s) = \varepsilon(s)\delta_k(s)\delta(s),$$

где полином $\delta(s)$ — базовый полином степени n и вида:

$$\delta(s) = d_n \prod_{i=1}^n (s + s_{\delta,i}),$$

где $(-s_{\delta,i})$ ($i = \overline{1, n}$) — вещественные корни полинома $\delta(s)$, d_n — коэффициент полинома $d(s)$ объекта при старшей степени s .

Полином $\varepsilon(s)$ – полином реализуемости степени $n - m - 1$, следующего вида

$$\varepsilon(s) = \prod_{i=1}^{n-m-1} \left(\frac{\mu_i}{s_\delta} + 1 \right),$$

где $s_\delta = \max[s_{\delta,1}, \dots, s_{\delta,n}]$, μ_i ($i = \overline{1, n-m}$) – достаточно малые, различные положительные числа.

Если у полинома $k(s)$ все корни имеют отрицательные вещественные части, то $\delta_k(s) = k(s)$. В этом случае в требовании (12) к точности системы можно обеспечить заданное значение y^* .

Если полином $k(s)$ имеет положительные корни, то $\delta_k(s) = k(-s)$. В этом случае существует предельно-достижимая точность системы $y_{\text{пр}}$. Требования к точности системы должны это учитывать ($y^* \geq y_{\text{пр}}$).

Утверждение

Если объект – минимально-фазовый и модули корней базового полинома $\delta(s)$ удовлетворяют следующим соотношениям

$$\prod_{i=1}^n s_{\delta,i} \geq \frac{f^*}{y^*},$$
$$s_{\delta,i} \geq |s_{d,i}|, \quad i = \overline{1, n}, \quad (14)$$

то регулятор обеспечивает требуемую точность (12) системы и запасы устойчивости по модулю и фазе.

3. Конечно-частотная идентификация запаздывания

Рассматривается объект вида:

$$d_n y^{(n)}(t) + \dots + d_1 \dot{y}(t) + y(t) = k_m u^{(m)}(t - \tau) + \dots + k_0 u(t - \tau) + f(t), \quad m < n$$

- $y(t)$ – выход объекта
- $u(t)$ – сигнал управления
- $f(t)$ – внешнее возмущение вида (2)

Коэффициенты k_i , $i = \overline{0, m}$, d_j , $j = \overline{1, n}$ – известны (идентифицируются). Запаздывание τ – неизвестно, ограничено известной величиной τ^* .

Задача состоит в определении оценки запаздывания $\hat{\tau}$

Вводится обозначение

$$w_\tau(s) = w(s)e^{-\tau s}, \text{ где } w(s) = \frac{k(s)}{d(s)},$$

тогда частотные параметры представляют собой

$$\begin{aligned}\alpha &= \operatorname{Re} w_\tau(j\omega), \quad \beta = \operatorname{Im} w_\tau(j\omega), \\ \phi &= \operatorname{Re} w(j\omega), \quad \psi = \operatorname{Im} w(j\omega),\end{aligned}$$

Используя эти обозначения, получают выражение:

$$\operatorname{tg}(\tau\omega) = \frac{\sin(\tau\omega)}{\cos(\tau\omega)} = \frac{\alpha\psi - \beta\phi}{\alpha\phi + \beta\psi} = b(\omega)$$

Идея подхода

$\operatorname{tg}(\tau\omega)$ – функция от частоты ω с неизвестным параметром τ , представляет собой функцию тангенса, но с неизвестным периодом $\frac{\pi}{\tau}$.

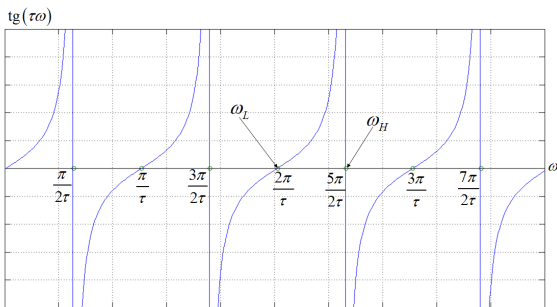
Свойства этой функции:

❶ Обращается в 0 на частотах $\omega = \frac{\pi r}{\tau}$, $r = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

❷ Претерпевает разрывы на частотах

$$\omega = \frac{\pi(2r - 1)}{2\tau}, \quad r = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Задача состоит в определении полупериода функции $\operatorname{tg}(\tau\omega)$, используя набор частот ω_q и значения $b(\omega_q)$, $q = 0, 1, 2, \dots$



Зададим малый параметр δ такой, что

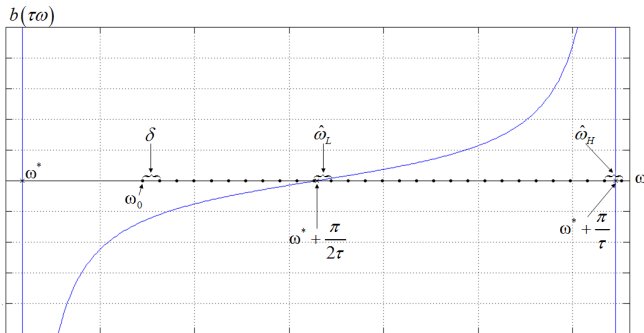
$$\tau < \tau^* \leq \frac{\pi}{2\delta}$$

При этом интервал между соседними ω_L и ω_H будет не меньше δ . Этот параметр будем использовать как показатель точности при поиске ω_L и ω_H .

Поиск частот ω_L и ω_H основан на том, что при переходе через них функция $\text{tg}(\tau\omega)$ меняет свой знак.

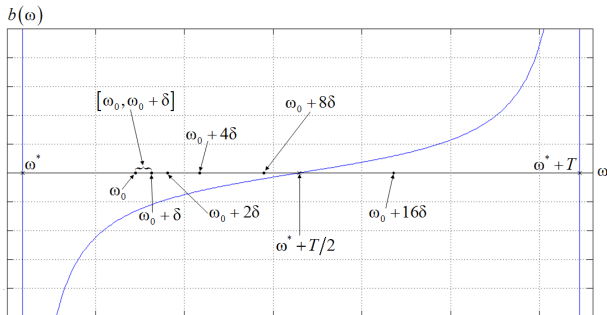
Алгоритм идентификации запаздывания

Естественный способ определения частот ω_L и ω_H заключается в поиске по частотной сетке с шагом δ .



Однако при малых δ и τ такой способ определения ω_L и ω_H может быть не эффективен.

Можно существенно сократить число частот, на которых необходимо вычислять $b(\omega)$, если использовать переменный шаг.



Для периодической функции $b(\omega)$ с периодом T такой, что для произвольного периода с начальной частотой ω^* выполняются неравенства:

$$b(\omega) < 0, \omega \in T^- = (\omega^*, \omega^* + \frac{T}{2}),$$

$$b(\omega) \geq 0, \omega \in T^+ = [\omega^* + \frac{T}{2}, \omega^* + T),$$

доказывается утверждение, что в какой-то момент правая граница кратно увеличивающегося интервала $[\omega_0, \omega_0 + 2^q \delta]$ попадет в интервал T^+ .

Воспользовавшись доказанными утверждениями при некотором q^* получают $b(\omega_{q^*-1})$ и $b(\omega_{q^*})$ разных знаков, следовательно, $\omega_L \in [\omega_{q^*-1}, \omega_{q^*}]$.

Однако при $q^* > 1$ ширина этого интервала

$$\Delta = 2^{q^*-1}\delta > \delta.$$

Рассматривается уменьшающийся интервал

$[\omega_q, \omega_q + 2^{q^*-1-q}\delta]$, $q = \overline{1, q^* - 1}$, где

$$\omega_q = \begin{cases} \omega_{q-1}, & \text{если } b(\omega_{q-1}) \cdot b(\omega_{q-1} + 2^{q^*-1-q}\delta) < 0, \\ \omega_{q-1} + 2^{q^*-1-q}\delta, & \text{если } b(\omega_{q-1}) \cdot b(\omega_{q-1} + 2^{q^*-1-q}\delta) > 0, \end{cases}$$

$$\omega_0 = \omega_{q^*-1}, \quad q = \overline{1, q^* - 1}.$$

При $q = q^* - 1$ получим интервал шириной δ , тогда искомая $\hat{\omega}_L$ – середина этого интервала. Частота $\hat{\omega}_H$ ищется аналогично, но используются результаты определения $\hat{\omega}_L$.

Запаздывание определяется как

$$\hat{\tau} = \frac{\pi}{2(\hat{\omega}_H - \hat{\omega}_L)}.$$

При наихудшем выборе ω_0 число шагов алгоритма не превысит

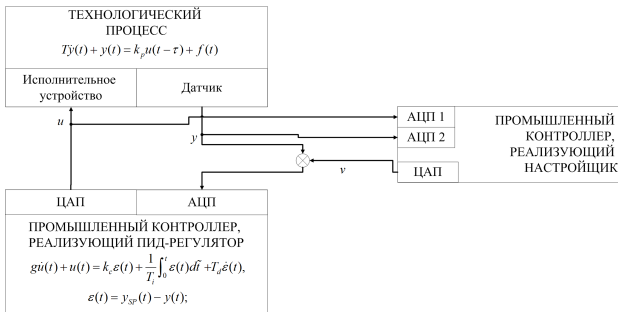
$$N = 3 \log_2 \frac{\pi}{\tau \delta}.$$

Оценка точности найденной величины запаздывания $\hat{\tau}$

$$|\hat{\tau} - \tau| \leq \frac{\pi \delta}{(\hat{\omega}_H - \hat{\omega}_L)^2 - \delta^2}.$$

4. Настройщик ПИД-регуляторов

Настройщик служит для идентификации коэффициентов модели объекта и изменения коэффициентов ПИД-регулятора. Настройщик работает параллельно с работой замкнутого контура.



Объект управления:

$$T\dot{y}(t) + y(t) = k_p u(t - \tau) + f(t), \quad (15)$$

где $y(t)$ – выход объекта, $u(t)$ – управляющее воздействие, $f(t)$ – неизвестное, ограниченное внешнее возмущение. Числа k_p, T, τ – параметры объекта управления.

ПИД-регулятор:

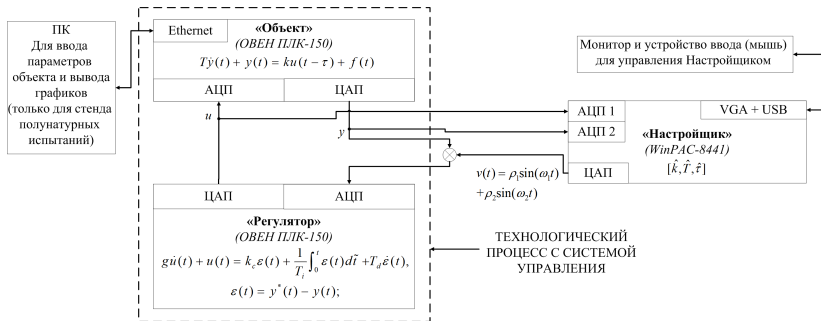
$$g\dot{u}(t) + u(t) = k_c \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) d\tilde{t} + T_d \dot{\varepsilon}(t), \quad (16)$$
$$\varepsilon(t) = y_{SP}(t) - y(t),$$

где g, k_c, T_i, T_d – коэффициенты ПИД-регулятора, $y_{SP}(t) = \text{const}$ – задающее воздействие (уставка), $\varepsilon(t)$ – ошибка слежения.

Настройщик может работать в двух режимах: идентификационном и режиме самонастройки.

- В идентификационном режиме работы настройщик определяет только оценки коэффициентов $\hat{k}_p, \hat{T}, \hat{\tau}$ объекта, а параметры ПИД-регулятора определяет человек-оператор.
- В режиме самонастройки настройщик вычисляет параметры ПИД-регулятора на основе идентифицированных коэффициентов объекта. Синтез осуществляется по методу внутренней модели или исходя из заданных требований к точности и качеству регулирования (быстродействию, перерегулированию и запасам устойчивости).

Структурная схема стенда для исследования процесса настройки



Уравнение объекта в первом режиме

$$T\dot{y}(t) + y(t) = k_p u(t - \tau) + f(t), \\ T^{[1]} = 32,0; k_p^{[1]} = 3,3; \tau^{[1]} = 3,5.$$

Уравнение регулятора в первом режиме

$$g\dot{u}(t) + u(t) = k_c \varepsilon(t) + \\ \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tilde{t}) d\tilde{t} + T_d \dot{\varepsilon}(t), \\ g^{[1]} = 1,22; k_c^{[1]} = 0,89; \\ T_i^{[1]} = 37,96; T_d^{[1]} = 1,48.$$

Уставка

$$y^*(t) = 1,0.$$

Внешнее возмущение

$$f(t) = 0,15 \operatorname{sign}[\sin(0,21t)].$$

Уравнение объекта во втором режиме

$$T^{[2]} = 32,0; k_p^{[2]} = 6,6; \tau^{[2]} = 7,0.$$

Испытательный сигнал

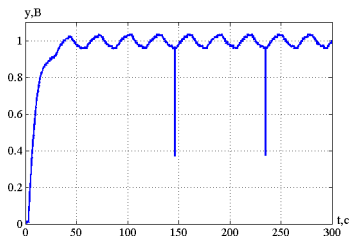
$$\omega = [0,025; 0,05]; \\ \eta = 0,1; \rho = [0,033; 0,067].$$

Результат идентификации объекта во втором режиме

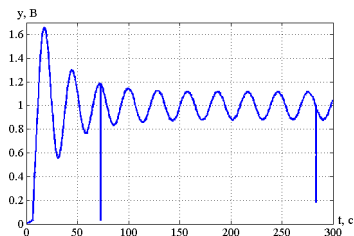
$$\hat{T}^{[2]} = 29,73; \hat{k}_p^{[2]} = 6,18; \hat{\tau}^{[2]} = 7,34.$$

Уравнение регулятора после смены режима объекта

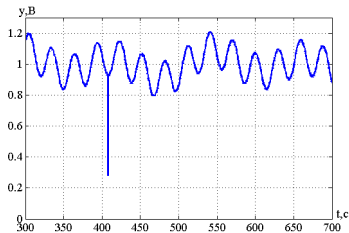
$$g^{[2]} = 1,85; k_c^{[2]} = 0,37; \\ T_i^{[2]} = 91,15; T_d^{[2]} = 1,2.$$



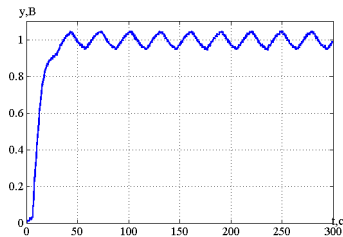
Объект в первом режиме,
регулятор настроен правильно



Объект во втором режиме,
регулятор первого режима



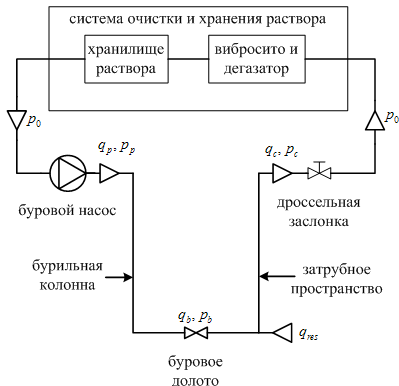
Выход объекта в процессе
работы настройщика



Объект во втором режиме,
регулятор настроен по
найденным значениям
коэффициентов объекта

5. Адаптивное управление процессом бурения с контролируемым давлением

Схема скважины с обозначениями



Уравнения баланса масс

$$\frac{V_d}{\beta_d} \dot{p}_p = q_p - q_b$$

$$\frac{V_a}{\beta_a} \dot{p}_c = q_b - q_c + q_{res} - \dot{V}_a$$

Уравнение сохранения импульса

$$[M_a + M_d] \dot{q}_b = p_p - p_c - F_d q_b^2 - F_a (q_b + q_{res})^2 + (\rho_d - \rho_a) g h_b$$

Связь потока через заслонку с ее положением

$$q_c = K_c z_c \sqrt{\frac{2}{\rho_0} (p_c + p_0)}$$

Основная задача управления при бурении

$$p_b = p_c + M_a \dot{q}_b + F_a (q_b + q_{res})^2 + \rho_a g h_b = \text{const}$$

Подходы к решению задачи

- Модифицированный фильтр Калмана
Mahdianfar, Pavlov, Morten Aamo, 2013
- Управление с предсказателем
Nygaard, Nævdal, 2006
- Адаптивное управление с наблюдателем
Stamnes, Kaasa, 2008, Hovakimyan, Kaasa, 2012
- Управление с переключением
J. Zhou, G. Nygaard, 2011

Линеаризация модели

Динамику технологической установки можно описать одним уравнением баланса масс

$$\frac{V_a}{\beta_a} \dot{p}_c = q_p - k_c z_c \sqrt{\frac{2}{\rho_0} (p_c - p_0)}. \quad (17)$$

Для некоторого установившегося режима (при данных p_c^* и z_c^* проведена линеаризация в отклонениях (17):

$$\dot{p}_c = a p_c + b z_c, \quad (18)$$

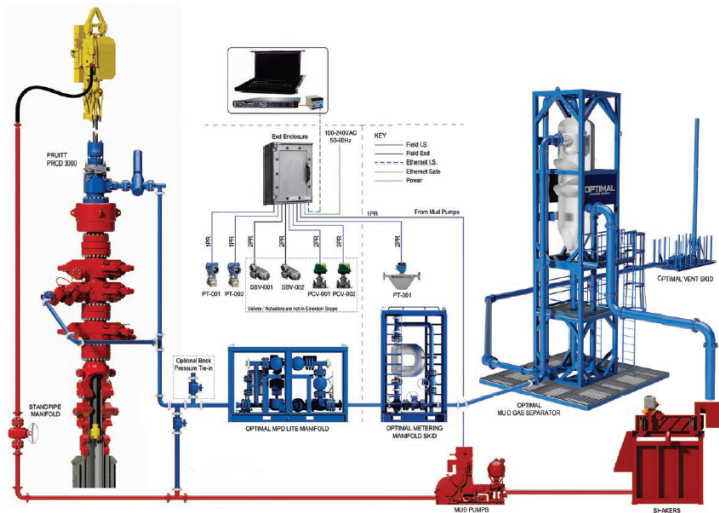
где $a = \frac{\partial f(p_c^*, z_c^*)}{\partial p_c}$ и $b = \frac{\partial f(p_c^*, z_c^*)}{\partial z_c}$.

Уравнение можно представить в виде передаточной функции

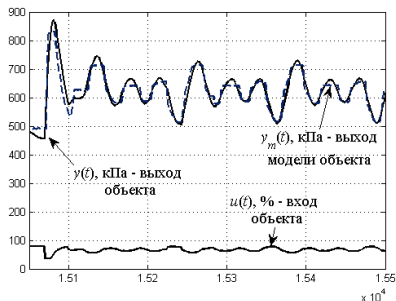
$$p_c = \frac{k_p}{Ts + 1} e^{-\tau s} z_c,$$

где $k_p = b/a$ – коэффициент усиления, а $T = 1/a$ – постоянная времени, и добавлено звено запаздывания, которое может встречаться в системах управления с гидравлическими составляющими.

Оборудование экспериментальной установки фирмы *Optimal Pressure Control*, расположенной в городе Форт-Смит, штат Арканзас, США.



Эксперимент с 3-мя частотами



Испытательный сигнал имел следующий вид:

$$v(t) = 23 \sin(0,05t) + 46 \sin(0,1t) + 70 \sin(0,15t), \text{ кПа.}$$

После идентификации была получена следующая передаточная функция объекта управления:

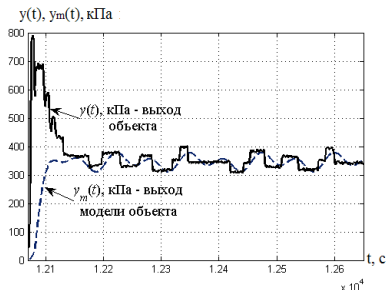
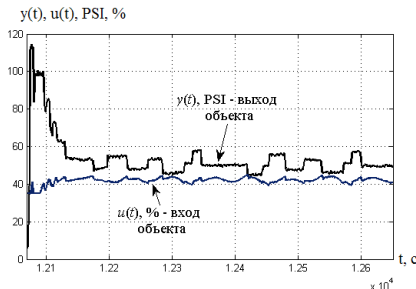
$$w(s) = \frac{11,56(s^2 + 0,0267s + 0,024)}{(6,25s + 1)(s^2 + 0,0269s + 0,023)}.$$

Эксперименты в разомкнутом контуре

Положение заслонки $z_c^*, \%$	Результаты экспериментов на технологической установке		
	\hat{k}_p	\hat{T}	$\hat{\tau}$
40	45,4	8,06	2,54
50	14,8	9,37	-

Положение заслонки $z_c^*, \%$	Результаты расчета в Matlab по лог-файлам		
	\hat{k}_p	\hat{T}	$\hat{\tau}$
40	38,8	6,57	1,45
50	14,2	8,5	-

Эксперименты в замкнутом контуре



Объект: $w(s) = \frac{45,4}{8,06s + 1} e^{-2,54s}$

ПИД-регулятор: $w_c(s) = \frac{0,021}{(0,928s + 1)} \left(1 + \frac{1}{432,25s} + 0,029s \right)$

По результатам испытаний от фирмы Optimal Pressure Control
получен акт о внедрении результатов диссертации.

Положения, выносимые на защиту

1. Предложена и обоснована процедура синтеза по показателям точности и запасам устойчивости по фазе и модулю, основанная на решении системы линейных уравнений, полученной из тождества Безу. Для минимально-фазовых объектов она обеспечивает системе заданную точность при ограниченном внешнем возмущении и запасы устойчивости. На базе данной процедуры построен алгоритм адаптивного управления.
2. Разработан способ конечно-частотной однозначной идентификации запаздывания, представляющий собой поисковую процедуру, в результате которой определяются характеристические частоты, позволяющие найти оценку запаздывания.
3. Получены оценки для числа шагов поисковой процедуры идентификации запаздывания и точности полученной оценки. Дан способ выбора настраиваемых параметров алгоритма идентификации (выбор начальной частоты, точности определения характеристических частот, амплитуд испытательного сигнала).

Положения, выносимые на защиту

4. Предложен настройщик ПИД-регуляторов, предназначенный для автоматизации процессов настройки и обслуживания ПИД-регуляторов. Проведены исследования работы настройщика в среде Matlab и на стенде полунатурных испытаний, состоящего из двух контроллеров ПЛК ОВЕН-150 и одного WinPAC-8441.
5. Разработан метод частотного адаптивного управления процессом бурения с контролируемым давлением. Результаты экспериментальных исследований на реальной технологической установке, подтвердили его эффективность.

Публикации по теме диссертации

1. *Александров А.Г., Шатов Д.В.* Частотное адаптивное управление по заданной точности // Проблемы управления. – 2014. № 5. – С. 7-13.
2. *Шатов Д.В.* Идентификация запаздывания одномерных линейных объектов конечно-частотным методом // Проблемы управления. 2015. № 4. – С. 2-8.
3. *Александров В.А., Паленов М.В., Шатов Д.В.* Частотное адаптивное управление процессом бурения с контролируемым давлением // Проблемы управления. - 2016. № 2. - С. 41-48.
4. *Шатов Д.В.* Идентификация запаздывания при частотном адаптивном ПИД-управлении // Труды ИСА РАН. 2015. Т. 65, вып. 3. С. 72-77.

Публикации по теме диссертации

5. *Шатов Д.В., Александров А.Г.* Адаптивное частотно-модальное управление / Труды XII Всероссийского совещания по проблемам управления (ВСПУ-2014, Москва). М.: ИПУ РАН, 2014. С. 135-146.
6. *Александров А.Г., Шатов Д.В.* Настройщик для ПИД-регулятора / Труды 13-й Международной конференции "Системы проектирования технологической подготовки производства и управления этапами жизненного цикла промышленного продукта" (CAD/CAM/PDM-2013, Москва). М.: ИПУ РАН, 2013. С. 65-68.
7. *Шатов Д.В., Александров А.Г.* Настройщик для системы автоматического регулирования / Труды 10-й Всероссийской школы-конференции молодых ученых "Управление большими системами" (УБС'2013, Уфа). Уфа: УГАТУ, 2013. Т. 3. С. 15-18.

8. *Шатов Д.В., Александров А.Г.* Автономный универсальный настройщик ПИД-регуляторов / Труды 11-й Всероссийской школы-конференции молодых ученых "Управление большими системами" (УБС'2014, Арзамас). М.: ИПУ РАН, 2014. С. 898-904.
9. *Александров А.Г., Шатов Д.В.* Экспериментальные исследования настройщика ПИД-регуляторов / Труды 3-й Международной научной конференции "Проблемы управления, обработки и передачи информации" (АТМ-2013, Саратов). Саратов: Издательский дом "Райт-Экспо", 2013. Т. 1. С. 8-11.

Спасибо за внимание!

Адаптивное управление объектом третьего порядка

Рассмотрим объект управления, описываемый уравнением

$$d_3^{[\nu]} \ddot{y} + d_2^{[\nu]} \dot{y} + d_1^{[\nu]} y = k_1^{[\nu]} \dot{u} + k_0^{[\nu]} u + f,$$

На начальном интервале стационарности объекта I_0 его коэффициенты равны

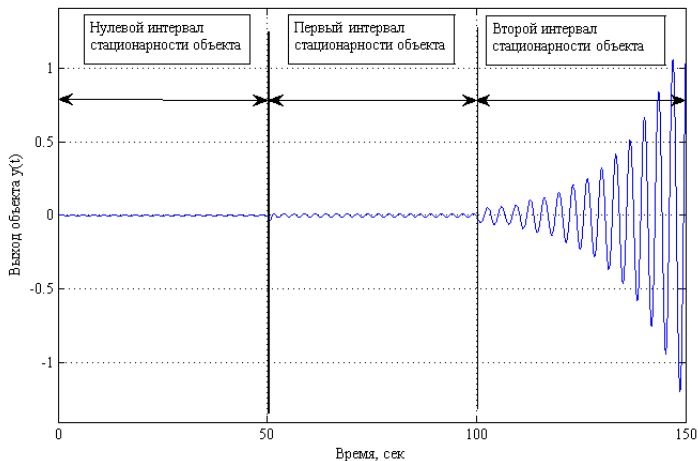
$$\begin{aligned} d^{[0]}(s) &= (5s + 1)(0,04s^2 + 0,24s + 1) = \\ &0,2s^3 + 1,24s^2 + 5,24s + 1, \quad k^{[0]}(s) = 0,4s + 1; \end{aligned} \quad (19)$$

а в первом и втором интервалах они принимают значения

$$\begin{aligned} d^{[1]}(s) &= (10s + 1)(0,16s^2 + 0,48s + 1) = \\ &1,6s^3 + 4,96s^2 + 10,48s + 1, \quad k^{[1]}(s) = 0,3(0,4s + 1). \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} d^{[2]}(s) &= (10s + 1)(s^2 + 0,8s + 1) = \\ &10s^3 + 9s^2 + 10,8s + 1, \quad k^{[2]}(s) = 0,3(0,4s + 1). \end{aligned} \quad (21)$$

которые неизвестны регулятору. Внешнее возмущение в течение эксперимента имело вид $f(t) = 0,5 \operatorname{sign}(\sin 2,5t)$.



Эти коэффициенты таковы, что регулятор, найденный для начального интервала стационарности I_0 , не обеспечивает устойчивость системы с объектом на втором интервале стационарности I_2 .

Требуется найти регулятор

$$g_2^{[\nu]}\ddot{u} + g_1^{[\nu]}\dot{u} + g_0^{[\nu]}u = r_2^{[\nu]}\ddot{y} + r_1^{[\nu]}\dot{y} + r_0^{[\nu]}y, \quad (22)$$

который, после его адаптации, обеспечивает необходимую точности системы, (22).

$$y^* = 0,01. \quad (23)$$

на каждом интервале стационарности объекта.

На интервале стационарности I_0 синтеза получен регулятор

$$0,0048\ddot{u} + 0,608\dot{u} + 1,5u = -8,66\ddot{y} - 93,7\dot{y} - 216y. \quad (24)$$

В результате идентификации на интервале стационарности I_1 были найдены оценки коэффициентов полиномов объекта.

$$\hat{d}^{[1]}(s) = 1,04s^3 + 4,02s^2 + 8,77s + 1, \quad \hat{k}^{[1]}(s) = 0,07s + 0,283. \quad (25)$$

После определения оценок (25) был синтезирован регулятор

$$0,0009\ddot{u}^{[1]} + 0,903\dot{u}^{[1]} + 0,34u^{[1]} = -(18,4\ddot{y}^{[1]} + 116\dot{y}^{[1]} + 202y^{[1]}). \quad (26)$$

Система (20) (26) обладает следующими характеристиками:

$\|t_{yf}(s)\|_{\infty} = 0,0056$, запас по фазе равен $74,8^\circ$ и запас по модулю стремится к ∞ .

В результате идентификации получены оценки коэффициентов объекта на интервале стационарности I_2

$$\hat{d}^{[2]}(s) = 7,95s^3 + 9,27s^2 + 8,77s + 1, \quad \hat{k}^{[2]}(s) = 0,092s + 0,273.$$

Используя эти оценки, синтезирован регулятор

$$0,0011\ddot{u}^{[2]} + 0,106\dot{u}^{[2]} + 0,306u^{[2]} = -(80,2\ddot{y}^{[2]} + 262\dot{y}^{[2]} + 189y^{[2]}). \quad (27)$$

Система (21), (27) обладает следующими характеристиками:

$\|t_{yf}(s)\|_{\infty} = 0,0103$, запас по фазе равен $78,4^\circ$ и запас по модулю стремится к ∞ .

Идентификация запаздывания

Объект описывается уравнением

$$y = \frac{k(s)}{d(s)} e^{-\tau s} u + \frac{1}{d(s)} f,$$

где $k(s) = 0,4s + 1$, $d(s) = 0,7s + 0,8s + 1$, $\tau = 3,0$, внешнее возмущение $f(t) = 2 \operatorname{sign}[\sin(5t)]$.

Идентификация полиномов $k(s)$ и $d(s)$.

Испытательный сигнал имеет вид

$$u(t) = 0,05 \sin(0,707t) + 0,075 \sin(1,41t) + 0,1 \sin(2,12t) + 0,15 \sin(2,83t).$$

Результат идентификации

$$\hat{k}(s) = 0,28s + 1,07, \quad \hat{d}(s) = 0,63s^2 + 0,83s + 1.$$

Длительность этапа составила 177,58 с.

Идентификация запаздывания.

Исходные параметры алгоритма

$$\omega_0 = 0,708, \delta = 0,05 (\tau^* = 31,42), \rho_Y = \sum \rho_v |w(\omega_v)| = 0,22.$$

Результат идентификации запаздывания

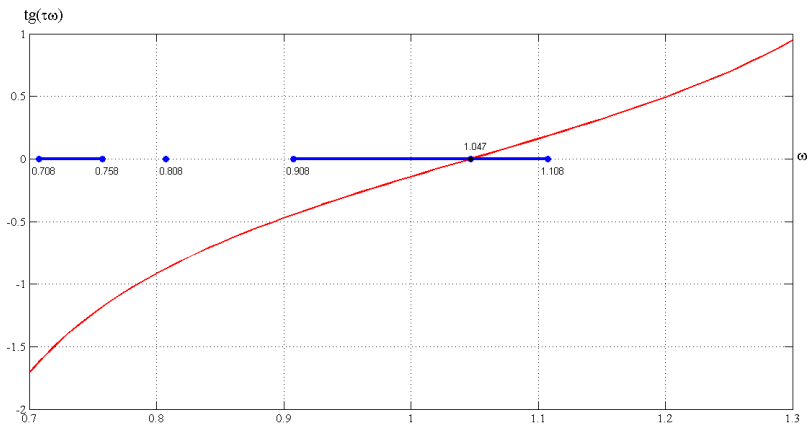
$$\hat{\omega}_L = 1,033, \hat{\omega}_H = 1,583, \hat{\tau} = 2,86.$$

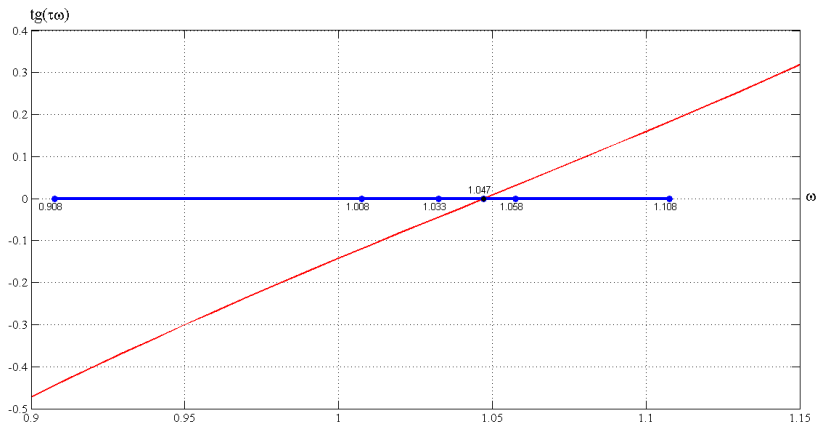
Число итераций $N = 12$, длительность этапа составила 356,2 с.

Окончательные результаты идентификации:

$$\hat{w}_\tau(s) = \frac{0,28s + 1,07}{0,63s^2 + 0,83s + 1} e^{-2,86s}.$$

Определение частоты $\hat{\omega}_L$





Определение частоты $\hat{\omega}_H$

