



асинхронним електродвигателем.

На рис.1 введені наступні позначення:  $U_z$  - напруга задання, поступаюче на частотний преобразователь;  $M$  - момент асинхронного двигателя;  $\omega_1$  - швидкість обертання вала двигателя;  $M_y$  - упругий момент електромеханічної двомасової системи;  $M_c$  - момент нарузки другої маси;  $\omega_2$  - приведена кутова швидкість другої маси;  $l_2$  - лінійне переміщення кабіни ліфта;  $J_1, J_2$  - моменти інерції першої і другої мас, відповідно;  $C_{12}$  - жорсткість каната;  $R_6$  - радіус барабана;  $K_{oc}$  - коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю;  $K_u$  - коефіцієнт посилення регулятора швидкості;  $H_u(p)$  - передаточна функція контуру регулювання моменту;  $H_\omega(p)$  - передаточна функція залежності моменту нарузки від швидкості двигателя.

Також в роботі [4] отримано, що залежність швидкості від збурюючих факторів у вигляді напруги управління  $U_z$  і статического моменту  $M_c$  визначається виразом:

$$\omega_2(p) = \frac{C_{12}K_uH_u(p)U_z - \{[H_\omega(p) + H_u(p)K_uK_{oc}]p + (C_{12} + J_1p^2)\}M_c}{(J_2p^2 + C_{12})[H_\omega(p) + H_u(p)K_uK_{oc}] + J_1J_2p^3 + C_{12}(J_1 + J_2)p} \quad (1)$$

Оскільки для ліфтових установок момент нарузки на вал двигателя не залежить від швидкості переміщення і статический момент для другої маси не впливає на стійкість системи, то можна зробити допущення, що  $H_\omega(p) = 0$  і  $M_c = 0$ .

Тоді вираз (1) переписується:

$$\omega_2(p) = \frac{C_{12}K_uH_u(p)U_z}{(J_2p^2 + C_{12})H_u(p)K_uK_{oc} + J_1J_2p^3 + C_{12}(J_1 + J_2)p} \quad (2)$$

В такому випадку передаточна функція контуру регулювання швидкості при П-регуляторі швидкості має вигляд:

$$W_{sc}(p) = \frac{C_{12}K_uH_u(p)}{(J_2p^2 + C_{12})H_u(p)K_uK_{oc} + J_1J_2p^3 + C_{12}(J_1 + J_2)p} \quad (3)$$

Осуществим вибір регулятора положення за допомогою застосування логарифмічних частотних характеристик [5]. При цьому з метою спрощення розрахунків приймаємо контур регулювання моменту безінерційним звеном, що допустимо, так як швидкодія контуру моменту значно вище, ніж у зовнішньому контурі регулювання швидкості і положення, тобто  $H_u(p) = K_m$ .

Для отриманої передаточної функції контуру регулювання швидкості приймаємо наступні значення параметрів:  $C_{12} = 232,43 \text{ Н/м}$ ,  $J_1 = 2,71 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ ,  $J_2 = 5,04 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ ,  $K_m = 58,32 \text{ Н/В}$ ,  $K_u = 0,1$ ,  $K_{oc} = 0,1$ .

При вибраних параметрах передаточна функція розімкнутого контуру регулювання положення з одиничною зворотною зв'язкою запишеться у вигляді послідовного з'єднання інтегруючого, апериодического першого порядку і коливального звена, близького за характеристиками до консервативного, так як показник коливальності цього звена  $\xi < 0,01$ .

При цьому ЛАЧХ і ЛФЧХ розімкнутої системи мають вигляд, зображений на рис.2. При вибраних параметрах система буде стійкою, однак якість перехідного процесу може бути незадовільною, внаслідок невеликого запасу по фазі.

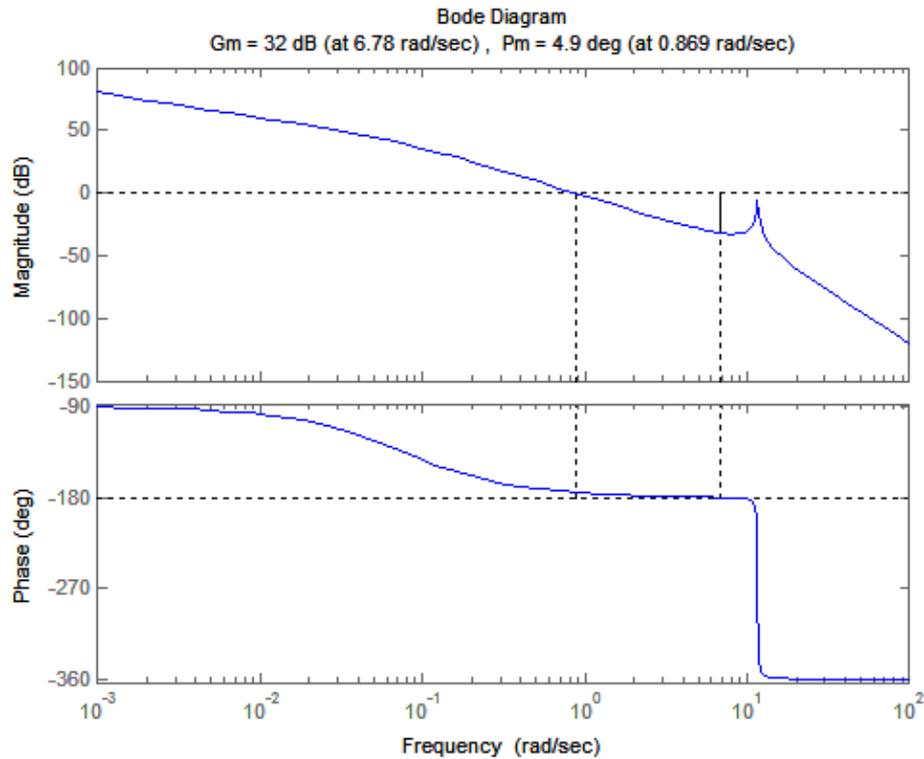


Рис.2. ЛАЧХ и ЛФЧХ исходной системы регулирования.

В качестве корректирующего устройства выбираем регулятор вида [6]:

$$W_{pez}(p) = \frac{T_{k1}p + 1}{T_{k2}p + 1}, \quad (4)$$

где  $T_{k1}$ ,  $T_{k2}$  - постоянная времени корректирующего устройства, причем  $T_{k1} = 2c$ ,  $T_{k2} = 0,5c$ .

Недостатком синтезированного регулятора является то, что он не обеспечивает нулевой статической ошибки по выходной координате. Вследствие этого возникает необходимость применения адаптивной составляющей эталонной модели, обеспечивающей системе инвариантность к внешним и внутренним параметрическим возмущениям.

В общем виде математическая модель регулируемого объекта с эталонной моделью имеет вид, изображенный на рис.3.

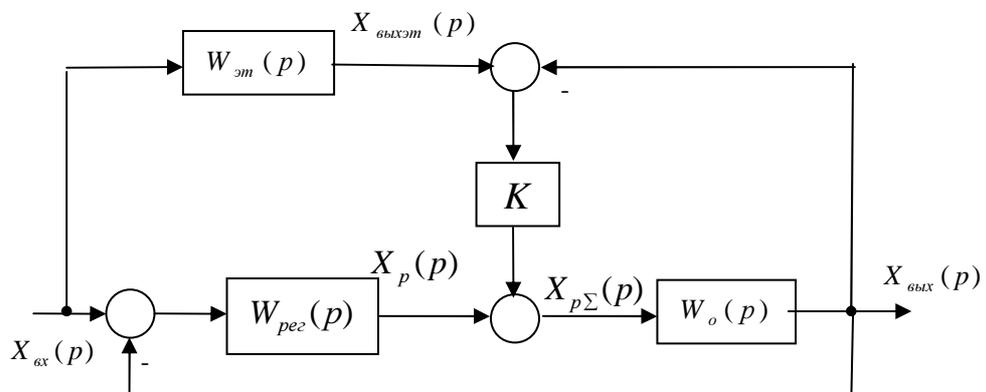


Рис.3. Структурная схема математической модели электропривода лифтовой установки. На рис.3. введены следующие обозначения:

$W_{pez}(p)$  - передаточная функция регулятора положения;  $W_o(p)$  - передаточная

функция объекта регулирования;  $W_{эм}(p)$  - передаточная функция эталонной математической модели контура регулирования положения кабины;  $K$  - коэффициент усиления рассогласования эталонного и текущего перемещения;  $X_{вх}(p)$  - задающее значения положения, определяемое профилем движения;  $X_{вых}(p)$  - текущее положение кабины;  $W_{эм}(p)$  - эталонное положение кабины лифта;  $X_p(p)$  - сигнал на выходе регулятора положения без учета коррекции;  $X_{p\Sigma}(p)$  - сигнал на выходе регулятора положения с учетом коррекции.

Переходя от структурной схемы к уравнению в операторной форме, получим:

$$\begin{aligned} X_{вых}(p) &= W_o(p) \cdot X_{p\Sigma}(p) = \\ &= W_o(p) \cdot [K(W_{эм}(p)X_{вх}(p) - X_{вых}(p))] + W_{пее}(p)(X_{вх}(p) - X_{вых}(p))] = \\ &= W_o(p) \cdot K \cdot W_{эм}(p)X_{вх}(p) - W_o(p) \cdot X_{вых}(p) + W_o(p) \cdot W_{пее}(p) \cdot X_{вх}(p) - \\ &- W_o(p) \cdot W_{пее}(p) \cdot X_{вых}(p) \end{aligned} \quad (5)$$

Тогда, далее преобразовывая, получаем:

$$X_{вых}(p) \cdot [1 + W_o(p) \cdot K + W_{пее}(p)] = X_{вх}(p) \cdot [W_{пее}(p) + W_o(p) \cdot K \cdot W_{эм}(p)] \quad (6)$$

Окончательно передаточная функция системы запишется:

$$W_{зс}(p) = \frac{X_{вых}(p)}{X_{вх}(p)} = \frac{W_{пее}(p) + W_o(p) \cdot K \cdot W_{эм}(p)}{1 + W_o(p) \cdot K + W_{пее}(p)}. \quad (7)$$

Из полученного выражения, очевидно, что  $W_{зс}(p) \rightarrow W_{эм}(p)$  при  $K \rightarrow \infty$ .

При этом эталонной по скорости будем рассматривать математическую модель системы, которая является абсолютно жесткой, то есть  $C_{12} \rightarrow \infty$ . В этом случае эталонная математическая модель определится выражением:

$$W_{эмс}(p) = \frac{K_u H_u(p)}{(J_1 + J_2)p + H_u(p)K_u K_{oc}}. \quad (8)$$

При этом порядок системы будет определяться порядком передаточной функции контура регулирования момента.

В случае использования П-регулятора в математической модели эталонной системы регулирования положения и представлении контура регулирования момента безинерционным звеном, передаточная функция эталонной модели замкнутого контура регулирования положения будет представлять собой аperiодическое звено второго порядка:

$$W_{эмн}(p) = \frac{1/K_{II}}{(T_{кн1}p + 1) \cdot (T_{кн2}p + 1)}, \quad (9)$$

где  $K_{II}$  - коэффициент обратной связи по положению,  $T_{кн1}$ ,  $T_{кн2}$  - постоянные времени замкнутого контура положения.

При этом в системе будет обеспечиваться переходной процесс без перерегулирования с нулевой статической ошибкой.

Исследование динамической системы с эталонной математической моделью было проведено методом цифрового моделирования с использование программного обеспечения Matlab. Графики переходных процессов при использовании регулятора с упреждающей обратной связью и синтезированного адаптивного регулятора (кривая 2) представлены на рис.4.

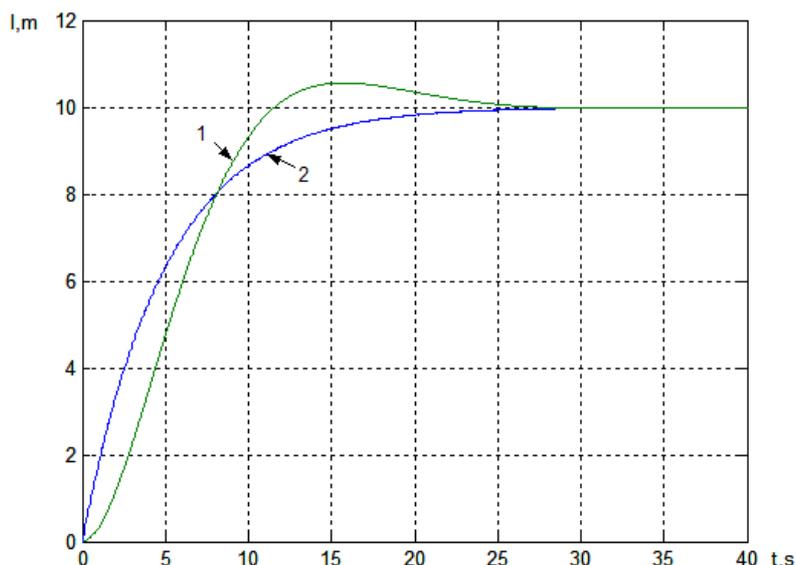


Рис.4. Графики переходных процессов по положению кабины при использовании регулятора с упреждающей обратной связью (кривая 1) и синтезированного адаптивного регулятора (кривая 2).

Очевидно, что в случае использования адаптивного регулятора положения качество переходного процесса значительно лучше, так как отсутствует перерегулирование, уменьшается время переходного процесса, по сравнению с классическим регулятором с упреждающей обратной связью. Дальнейшее улучшение качества регулирования возможно за счет использования оптимальных и квазиоптимальных законов управления, учитывающих наличие ограничения на управление, а также других существенных нелинейностей.

Литература.

1. Руководство по эксплуатации [Электронный ресурс]: Schneider electric. Электрон. Данные. , 200[?]— Режим доступа: [http://www.global-download.schneider-electric.com/85257563005C5E7D/all/C125713F005265E2C12574D50022A2FC/\\$File/lxm05c\\_manual\\_v100\\_te\\_en.pdf](http://www.global-download.schneider-electric.com/85257563005C5E7D/all/C125713F005265E2C12574D50022A2FC/$File/lxm05c_manual_v100_te_en.pdf), свободный. — Загл. с экрана. — Яз. англ.

2. Системы позиционирования и измерения расстояния, скорости. [Электронный ресурс]: Leuze electronic. - Электрон. Данные. , 200[?]— Режим доступа: [http://www.leuze-electronic.ru/products\\_de14.html](http://www.leuze-electronic.ru/products_de14.html), свободный. — Загл. с экрана. — Яз. рус.

3. Кудін В.Ф., Яремов О.І., Карімі Мохсен. Адаптивна система стабілізації зусилля різання процесу металообробки з еталонною моделлю // Електромеханічні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наук. праць VII Всеукр. н.-т. конф. молодих учених і спеціалістів, м. Кременчук, 2-4 квітня 2009 р. - Кременчук, КДПУ, 2009. - С.131-133.

4. Герасимьяк Р.П., Хгуен В.Х., Здросис К.П. Динамические режимы электромеханической системы с асинхронным электроприводом. / Міжвідомчий науково – технічний збірник „Електромашинобудування та електрообладнання”. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика» - Київ: „Техніка” – 2006. – с. 30-32.

5. Бесекеерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. Изд. 3-е, испр. - М.: Наука, 1975 - 768 с.

6. В.Ф.Кудин, О.И.Киселичник, С.А.Воронцов. Синтез цифрового регулятора контура стабилизации усилия резания с учетом нелинейности исполнительного механизма. Механика и машиностроение. Научно-технический журнал. №2. Харьков, 2004. –с.241-248.