

## СПОСТЕРІГАЧ З КОВЗНИМ РЕЖИМОМ ДЛЯ ОЦІНЮВАННЯ МОМЕНТУ НАВАНТАЖЕННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Герашенко І.М., студент, Грандафілов В.М., к.т.н., ас.

НТУУ «КПІ», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

**Вступ.** Сучасний розвиток мікропроцесорної техніки дозволяє реалізовувати складні системи автоматичного керування, в яких використовуються спостерігачі стану (СС). Зазвичай СС використовують для оцінки координат, які неможливо або важко виміряти безпосередньо [1]. В електроприводі (ЕП) до таких координат відносять момент навантаження  $M_c$ . Оцінену інформацію про  $M_c$  доцільно використовувати, наприклад, для комбінованого керування за збуренням (без ускладнення структури регулятора швидкості [2]), запобігання виникнення пробуксовок, вирівнювання навантажень у багатодвигунних ЕП, формування діаграм відпрацьовування заданих переміщень, оптимальних за тепловими втратами [3] та ін.

Окремий клас СС представляють спостерігачі, що працюють у ковзному режимі [4] (СКР). Інтерес до таких систем визначається властивостями, що виникають при русі на поверхнях розриву. Найбільш важливими серед яких є: зниження порядку системи, підвищені властивості робастності, а в деяких структурах інваріантність до параметричних і координатних збурень.

**Мета роботи** полягає в синтезі та дослідженні спостерігача з ковзним режимом, який оцінює момент навантаження електроприводу.

**Матеріал і результати дослідження.** Постановка задачі оцінювання. Рівняння динаміки механічної частини ЕП для одномасової системи зі сталим моментом інерції  $J$  має вигляд

$$\dot{\omega} = J^{-1}(M - M_c), \quad (1)$$

де  $\omega$  – кутова швидкість ротора,  $\dot{I}$  – електромагнітний момент двигуна.

Нехай для моделі (1) виконуються наступні *припущення*: кутова швидкість  $\omega$  та момент  $\dot{I}$  двигуна є відомими обмеженими функціями; момент навантаження  $M_c$  є сталим і обмеженим, але невідомим.

В умовах прийнятих *припущень* необхідно синтезувати СКР, який виконує асимптотичне оцінювання моменту навантаження так, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{I}_{\bar{n}} - \check{I}_{\bar{n}}) = \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{I}_{\bar{n}} = 0, \quad (2)$$

де  $\hat{I}_{\bar{n}}$ ,  $\check{I}_{\bar{n}}$  – оцінене значення та похибка оцінювання моменту  $M_c$ .

Рівняння запропонованого СКР має наступний вигляд:

$$\dot{\hat{\omega}} = J^{-1} [M + \delta \text{sign}(\tilde{\omega})], \quad (3)$$

де  $\hat{\omega}$ ,  $\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}$  – оцінка та похибка оцінювання кутової швидкості;  $\delta$  – коригуючий коефіцієнт спостерігача.

Динаміка похибки оцінювання швидкості з (1) і (3) запишеться у вигляді

$$\dot{\tilde{\omega}} = -J^{-1} [M_c + \delta \text{sign}(\tilde{\omega})] \quad (4)$$

На першому етапі синтезу організовується ковзний режим на лінії

перемикання  $\tilde{\omega}=0$  з  $\dot{\tilde{\omega}}=0$ , для чого обирається функція Ляпунова  $V = 0.5\tilde{\omega}^2 > 0$ , похідна за часом від якої при

$$\delta > \max \{|M_c|\} \quad (5)$$

буде  $\dot{V} = \tilde{\omega}\dot{\tilde{\omega}} = -\tilde{\omega}J^{-1}[M_c + \delta \text{sign}(\tilde{\omega})] = -|\tilde{\omega}|J^{-1}[M_c \text{sign}(\tilde{\omega}) + \delta] < 0$ .

Умова (5) гарантує виникнення ковзного режиму в системі (4), яка починає рухатись вздовж множин траєкторій  $\tilde{\omega}=0$ . Це гарантує досягнення умови  $\tilde{\omega} \equiv \dot{\tilde{\omega}} \equiv 0$  за кінцевий час та дає змогу, згідно методу еквівалентного керування [4], із (4) визначити еквівалентне значення розривної компоненти  $[\delta \text{sign}(\tilde{\omega})]_{eq} = -M_c$ .

На другому етапі формується оцінка моменту навантаження в наступному вигляді:

$$\hat{M}_c = M_c = -[\delta \text{sign}(\tilde{\omega})]_{eq}. \quad (6)$$

З (6) слідує, що ціль (2) виконується за кінцевий час, але оскільки оцінене значення статичного моменту в (6) є виходом ідеального реле, то у ковзному режимі це буде розривний високочастотний сигнал амплітудою  $\pm\delta$ . Тому на практиці еквівалентне значення розривної компоненти (6) отримується за допомогою фільтрів 1-го порядку

$$\dot{\hat{M}}'_c = -(\hat{M}'_c - \hat{M}_c)/T_1 \quad (7)$$

або 2-го порядку

$$\dot{\hat{M}}'_c = (-2\zeta\hat{M}'_c + \eta)/T_2, \quad \dot{\eta} = -(\hat{M}'_c - \hat{M}_c)/T_2, \quad (8)$$

де  $\hat{M}'_c$  – відфільтроване значення  $\hat{M}_c$ ;  $T_1, T_2$  – сталі часу фільтрів 1-го та 2-го порядків відповідно;  $\zeta$  – коефіцієнт демпфування фільтра 2-го порядку.

Структурна схема синтезованого СКР (3) з одним із фільтрів (7) або (8) зображена на рис 1.

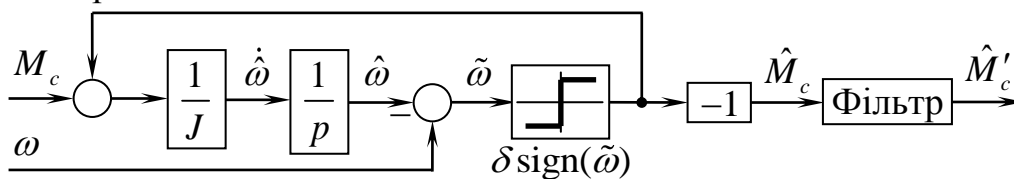


Рисунок 1 – Структурна схема СКР моменту навантаження

Дослідження спостерігача (3) проводилось методом математичного моделювання в системі векторного керування кутовим положенням синхронного двигуна з постійними магнітами. Спостерігач при цьому працював в автономному режимі та не впливав на процеси керування машиною. При дослідженні в момент часу 0.6 с до вала двигуна стрибкоподібно прикладався момент навантаження, який дорівнював номінальному значенню  $\dot{I}_n$ . Оцінене значення моменту навантаження отримувалося за допомогою фільтрів (7) і (8) з коефіцієнтами демпфування 1 та  $\sqrt{2}/2$  при однакових сталих часу  $T_1 = T_2 = \tau = T = 1$  мс. З метою виявлення впливу величини сталої часу фільтрів

на процес фільтрації оцінки  $\hat{I}_{\tilde{n}}$  дослідження також проводилося для сталих часу  $\tau = 2T = 2$  мс і  $\tau = T/2 = 500$  мкс. Нормовані похибки оцінювання моменту навантаження  $\tilde{I}_{\tilde{n}}/\hat{I}_{\tilde{n}}$ , отримані при цьому, показані на рис. 2.

З рис. 2 слідує, що при зменшенні сталої часу фільтра 1-го порядку зменшується час перехідного процесу оцінювання, але при цьому в оціненому сигналі зростає амплітуда високочастотних пульсацій (рис. 2а). Цього недоліку позбавлений фільтр 2-го порядку з  $\zeta = 1$ . При тих же значеннях сталої часу високочастотних пульсацій в оціненому сигналі немає, хоча час перехідного процесу оцінювання при цьому зростає (рис. 2б). Підвищити швидкість оцінювання можна за рахунок зменшення демпфування фільтра з 1 до  $\sqrt{2}/2$ , тобто із налаштуванням на «модульний оптимум» [1] (рис. 2в).

Похибка оцінювання  $M_{\tilde{I}_{\tilde{n}}}$ , в.о. Похибка оцінювання  $M_{\tilde{I}_{\tilde{n}}}$ , в.о. Похибка оцінювання  $M_{\tilde{I}_{\tilde{n}}}$ , в.о.

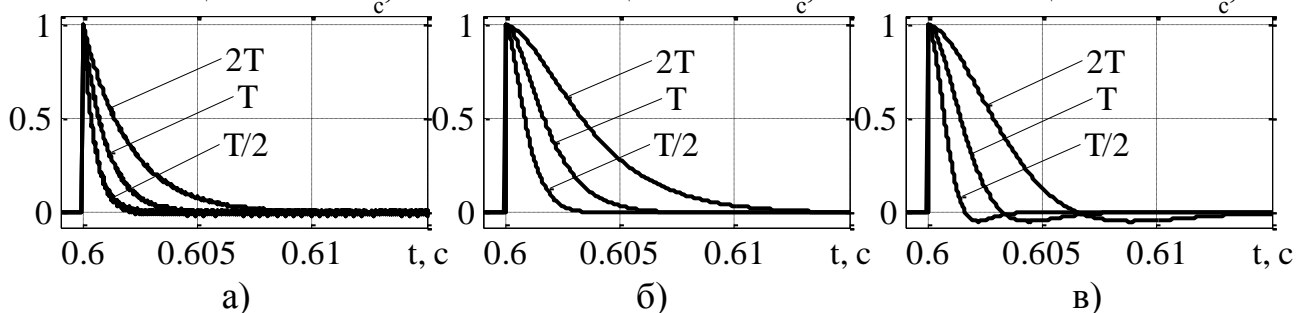


Рисунок 2 – Похибки оцінювання моменту навантаження при застосуванні синтезованого спостерігача (3) та фільтрів: а) – 1-го порядку (7); б) – 2-го порядку (8) з  $\zeta = 1$ ; в) – 2-го порядку (8) з  $\zeta = \sqrt{2}/2$

**Висновки.** В роботі синтезовано спостерігач з ковзним режимом, який асимптотично оцінює невідомий момент навантаження електроприводу. Через те, що спостерігач формує оцінку моменту навантаження в вигляді розривного високочастотного сигналу постійної амплітуди, то для отримання його неперервного аналогу необхідне застосування фільтрів 1-го або 2-го порядків. В результаті математичного моделювання встановлено, що кращими властивостями фільтрації володіє фільтр 2-го порядку.

#### Перелік посилань

1. Толочко О.І. Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану: навчальний посібник для студентів внз / О.І. Толочко – Донецьк: Норд-Прес, 2004. – 298 с.
2. Толочко О.И. Особенности идентификации электромеханической постоянной времени и момента статического сопротивления в системах позиционного электропривода / О.И. Толочко, П.И. Розкаряка, Г.С. Чекавский. // Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика» научно-технического журнала «ЭЛЕКТРОИНФОРМ» – Львов: ЕКОинформ, 2009. – С. 74–75.
3. Толочко О.И. Синтез задатка положения с ограничением рывка при учете статического момента / О.И. Толочко, П.Х. Коцегуб, П.И. Розкаряка // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2008. – №3 (50). Ч.1. – С. 58–63.
4. Utkin V. Sliding mode control in electro-mechanical systems (2nd edition) / V. Utkin, J. Guldner, J. Shi. – CRC Press, Taylor and Francis Group, 2009. – 485 p.