

СПОСТЕРІГАЧ З КОВЗНИМ РЕЖИМОМ ДЛЯ ОЦІНЮВАННЯ МОМЕНТУ НАВАНТАЖЕННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Геращенко І.М., студент, Трандафілов 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 ω – кутова швидкість ротора, $\dot{I}$ – електромагнітний момент двигуна.

Нехай для моделі (1) виконуються наступні *припущення*: кутова швидкість ω 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

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

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

Рівняння запропонованого СКР має наступний вигляд:

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

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

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

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

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; ζ – коефіцієнт демпфування фільтра 2-го порядку.

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

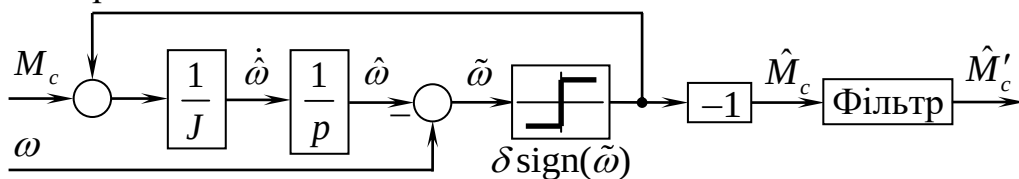


Рисунок 1 – Структурна схема СКР моменту навантаження

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).

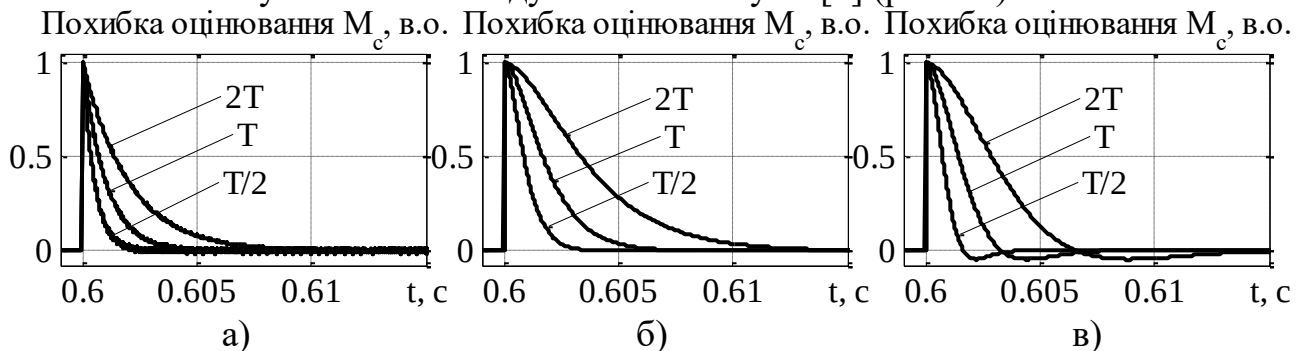


Рисунок 2 – Похибки оцінювання моменту навантаження при застосуванні синтезованого спостерігача (3) та фільтрів: а) – 1-го порядку (7); б) – 2-го порядку (8) з $\zeta = 1$; в) – 2-го порядку (8) з $\zeta = \sqrt{2}/2$

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.І. Особенности идентификации электромеханической постоянной времени и момента статического сопротивления в системах позиционного электропривода / О.І. Толочко, П.І. 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.І. Синтез задатчика положения с ограничением рывка при учете статического момента / О.І. Толочко, П.Х. Коцегуб, П.І. 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.