

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРІВ У СИСТЕМАХ СКАЛЯРНОГО ЧАСТОТНОГО УПРАВЛІННЯ

Синєлов І.Ю., студент; Чекавський Г.С., к.т.н.

(Донецький національний технічний університет, м. Донецьк, Україна)

В останній час спостерігається динамічний розвиток алгоритмів та схем векторного керування асинхронним електроприводом (ЕП), що забезпечують високі динамічні властивості систем ЕП. Проте існує певний ряд механізмів, що не потребують глибокого регулювання швидкості, для яких визначальними є забезпечення певних співвідношень між параметрами ЕП у статичних режимах разом із задовільними динамічними властивостями системи автоматичного керування (САК) та техніко-економічними показниками (включаючи і економію споживаної електроенергії) без огляду на швидкодію САК. Для таких механізмів є найбільш доцільним і ефективним застосування скалярного управління.

У науково-технічній, навчально-методичній і довідковій літературі лише в обмеженому обсязі присутні рекомендації щодо синтезу регуляторів у системах скалярного частотного керування (наприклад, [1 – 3]). Тому актуальним є розробка алгоритму синтезу параметрів системи скалярного частотного керування з боку статора, дослідження процесів у таких системах, а також встановлення певних закономірностей їх протікання з метою забезпечення задовільних статичних і динамічних характеристик системи ЕП.

Метою даної роботи є розробка алгоритму синтезу системи скалярного частотного управління асинхронним ЕП (рис.1). Для цього вирішуються такі задачі:

- розробка математичної моделі об’єкту „перетворювач частоти (ПЧ) – АД”;

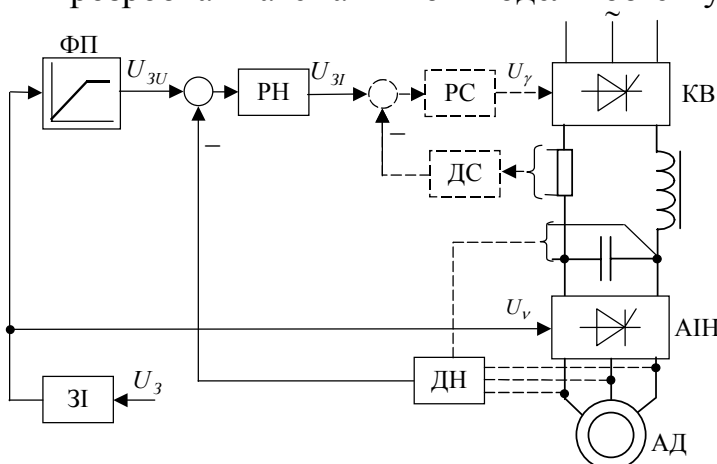


Рис.1. Функціональна схема системи частотного управління

- отримання окремих передавальних функцій (ПФ) об’єкту „ПЧ – АД”;

- встановлення закономірностей протікання процесів в системі ЕП;

- розробка рекомендацій щодо вибору параметрів САК. Алгоритм розглядається на прикладі ПЧ з ланкою постійної напруги на основі автономного інвертора

Математичний опис процесів в об’єкті “ПЧ – АД”

Для спрощення аналізу процесів в асинхронному двигуні (АД) приймаються традиційні допущення [1]. Рівняння Парка-Горева короткозамкненого АД, записані через складові електромагнітних величин у відповідності до структури напругової моделі $\bar{I}_S, \bar{\Psi}_S$, у синхронній системі координат статора

$$\omega_K = \omega_S = 2\pi f_S; \quad u_{Sx} = |\bar{U}_S|; \quad u_{Sy} \equiv 0, \quad (1)$$

що орієнтована за вектором напруги статора, мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} p\psi_{Sx} &= u_{Sx} - i_{Sx}R_S + \omega_S\psi_{Sy}; & p\psi_{Sy} &= u_{Sy} - i_{Sy}R_S - \omega_S\psi_{Sx}; \\ \sigma L_S p i_{Sx} &= u_{Sx} - K_R u_{Rx} - (R_S + L_S \alpha_R) i_{Sx} + \omega_R \psi_{Sx} + (\omega_S - \omega_R) \sigma L_S i_{Sy} + \omega_R \psi_{Sy}; \\ \sigma L_S p i_{Sy} &= u_{Sy} - K_R u_{Ry} - (R_S + L_S \alpha_R) i_{Sy} + \omega_R \psi_{Sy} - (\omega_S - \omega_R) \sigma L_S i_{Sx} - \omega_R \psi_{Sx}; \\ M &= 1,5 \cdot z_p (\psi_{Sx} i_{Sy} - \psi_{Sy} i_{Sx}); & z_p (M - M_C) &= J p \omega_R, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

де $p = d/dt$ – символ диференціювання.

При ідеалізації ПЧ в цілому та окремих його елементів математичний опис процесів в ПЧ на основі АІН у синхронній системі координат (1) має вигляд [1, 3]:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= U_I + (R_F + pL_F)I_d; & C_F pU_I &= I_d - I_I; \\ u_{Sx} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_I; & I_I &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} i_{Sx}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Передавальні функції об’єкту “ПЧ – АД”

Структурна схема об’єкту “ПЧ – АД”, складена на основі рівнянь (2), (3), у сукупності із застосуванням теореми постійності потокозчеплення для кола статора АД ($R_S = 0$) має вигляд, представлений на рис.2. Наявність керованого випростувача (КВ) урахована аперіодичною ланкою із сталою часу T_V .

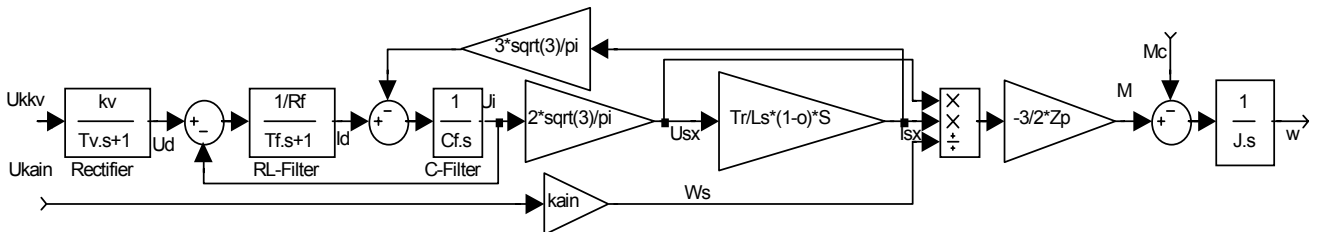


Рис.2. Структурна схема об’єкту „ПЧ – АД”

Використовуючи структурну схему (рис.2), можна отримати залежність напруги інвертора U_I від спрямленого струму I_d :

$$U_I = \frac{R_D}{T_D p + 1} I_d,$$

а також залежність спрямленого струму I_d від напруги на виході КВ U_d :

$$I_d = \frac{1}{R_F + R_D} (T_D p + 1) \frac{U_d}{\frac{L_F}{R_F + R_D} T_D p^2 + \frac{R_F}{R_F + R_D} (T_F + T_D) p + 1}$$

де $R_D = \frac{\pi^2 L_S}{18 T_R (1 - \sigma) s} = \frac{\pi^2}{18 (1 - \sigma) K_S^2} \cdot \frac{R_R}{s}$ – еквівалентний опір двигуна;

$T_D = R_D C_F$ – еквівалентна стала часу об’єкта “АІН – АД”.

Знайдені ПФ дозволяють структурну схему (рис.2) перетворити до вигляду, представленому на рис.3. На схемі додатково показані датчики регульованих координат: k_{U_i} , k_{U_s} – напруги інвертора та статора АД відповідно; k_{I_d} – спрямленого струму; k_{ω} – швидкості АД.

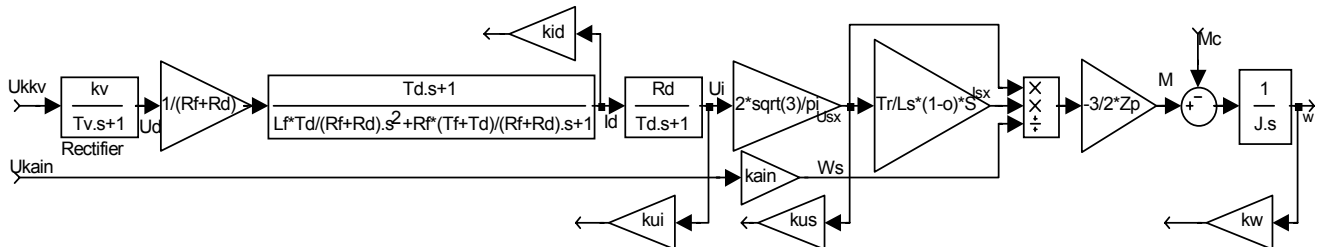


Рис.3. Перетворена структурна схема об’єкту “ИЧ – АД”.

Функціональна залежність напруги від частоти [1], що реалізується у функціональному перетворювачі (ФП), повинна зкомпенсувати вплив активного опору обмотки статора при малих частотах. У початковий період розгону для зменшення сплесків електромагнітних величин (які можуть перевищувати допустимі значення) у ФП слід забезпечити спрямлення початкової ділянки.

Синтез регуляторів

При реалізації одноконтурної САК з контуром регулювання напруги інвертора ПФ об’єкта керування (рис.3), має вигляд:

$$W_{ОКРН}(p) = \frac{k_V k_{U_i}}{T_V p + 1} \frac{R_D / (R_F + R_D)}{T_D p + 1} \frac{T_D p + 1}{\frac{L_F}{R_F + R_D} T_D p^2 + \frac{R_F}{R_F + R_D} (T_F + T_D) p + 1}$$

Вважаючи T_V малою некомпенсованою сталою часу, ПФ ПІ-регулятора напруги може мати вигляд:

$$W_{PHU_i}(p) = \frac{R_F + R_{D1}}{k_V k_{U_i} R_{D1}} \cdot \frac{\left[\frac{R_F}{R_F + R_{D1}} (T_F + T_{D1}) + T_V \right] p + 1}{T_H p}, \quad (4)$$

де T_H – стала інтегрування регулятора напруги інвертора, за модульним оптимумом (МО) $T_H = 2T_V$;

$$R_{D1} = \frac{\pi^2 L_S}{18 T_R (1 - \sigma) s_1}; \quad T_{D1} = R_{D1} C_F;$$

$s_1 \ll 1$ – фіксований параметр регулятора напруги, який непрямо відображає бажану жорсткість механічної характеристики системи ЕП. Початкове значення можна обрати на рівні $s_1 \approx s_H$.

При реалізації двоконтурної системи ПФ об'єкта керування для внутрішнього контуру регулювання спрямленого струму (рис.3), має вигляд:

$$W_{OKPC}(p) = \frac{1}{R_F + R_D} \frac{k_V k_{Id}}{T_V p + 1} \frac{T_D p + 1}{\frac{L_F}{R_F + R_D} T_D p^2 + \frac{R_F}{R_F + R_D} (T_F + T_D) p + 1}.$$

Вважаючи T_V малою некомпенсованою сталою часу, ПФ ПІ-регулятора струму може мати вигляд:

$$W_{PC}(p) = \frac{R_F + R_{D1}}{k_V k_{Id}} \cdot \frac{\left[\frac{R_F}{R_F + R_{D1}} (T_F + T_{D1}) + T_V \right] p + 1}{T_C p},$$

(5)

де T_C – стала інтегрування регулятора спрямленого струму. За МО $T_C = 2T_V$.

Умовно представивши внутрішній КРС аперіодичною ланкою, ПФ об'єкта керування для КРН буде мати вигляд:

$$W_{OKPH}(p) = \frac{k_{Us}/k_{Id}}{T_C p + 1} \frac{R_D}{T_D p + 1} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi},$$

Вважаючи T_C малою некомпенсованою сталою часу, ПФ ПІ-регулятора напруги може мати вигляд:

$$W_{PHUs}(p) = \frac{\pi k_{Id}}{2\sqrt{3} k_{Us} R_{D1}} \cdot \frac{T_{D1} p + 1}{T_H p},$$

де T_H – стала інтегрування регулятора напруги статора АД. За МО $T_H = 2T_C$, інші параметри регулятора можуть співпадати з аналогічними параметрами (5).

Вибір значення s_1 в усіх випадках найдоцільніше виконати за результатами математичного моделювання.

Дослідження систем методом математичного моделювання

Передавальна функція замкненого контуру регулювання напруги фільтра у відповідності до рис.3 та (4) має вигляд:

$$K(p) = \frac{\frac{1}{k_{Ui}} [(T_1 + T_V)p + 1]}{\frac{L_F T_D}{R_F + R_{D1}} \frac{R_{D1}}{R_D} T_V T_H p^4 + \left(\frac{L_F}{R_F + R_{D1}} \frac{R_{D1}}{R_D} T_D + \frac{R_F + R_D}{R_F + R_{D1}} \frac{R_{D1}}{R_D} T_V T \right) T_H p^3 + (T + T_V) \frac{R_F + R_D}{R_F + R_{D1}} \frac{R_{D1}}{R_D} T_H p^2 + \left(T_H \frac{R_F + R_D}{R_F + R_{D1}} \frac{R_{D1}}{R_D} + T_1 + T_V \right) p + 1}$$

(6)

де $T = \frac{R_F}{R_F + R_D} (T_F + T_D)$; $T_1 = \frac{R_F}{R_F + R_{D1}} (T_F + T_{D1})$.

Оскільки опір $R_F \ll R_D$, $R_F \ll R_{D1}$, то у ПФ (6) ним можна зневажити:

$$K(p) = \frac{\frac{1}{k_{Ui}} [(T_1 + T_V)p + 1]}{L_F C_F T_V T_H p^4 + (L_F C_F + T_V T) T_H p^3 + (T + T_V) T_H p^2 + (T_H + T_1 + T_V) p + 1}$$

Викладене дозволяє відзначити, що за таких умов у системі асинхронного ЕП з частотним управлінням і стабілізацією спрямованої напруги ланки фільтра зниження s_1 призведе до зниження впливу параметрів фільтра ($T_1 \rightarrow 0$). При цьому динамічні властивості контуру визначаються в основному малою сталою часу T_V , тому що $T \ll T_V$, $T_1 \ll T_V$. Приклад математичного моделювання процесів у одноконтурній системі, синтезованої за висловленими міркуваннями, наведений на рис.4. Тут і далі електромагнітні величини наводяться у відносних одиницях на прикладі двигунів серії МТК, час – у секундах.

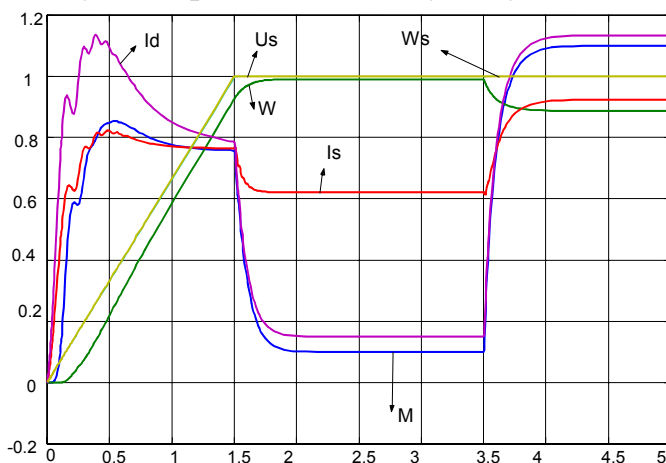


Рис.4. Перехідні процеси в одноконтурній системі ($s_1=s_H$)

навантаження не перевищує 0,35%). При збільшенні s_2 зменшується коливальність та перерегулювання у системі, зростає похибка за швидкістю.

Єдиним шляхом для зменшення перерегулювання в системі є послідовна корекція корегувального коефіцієнта s_2 . Можна показати, що надмірне як зменшення, так і збільшення цього коефіцієнту може призвести

Приклад результатів математичного моделювання процесів у двоконтурній системі представлені на рис. 5, 6. Аналіз графіків (рис.5) показує, що зменшення s_2 призводить до збільшення коливальності електромагнітних величин та зменшення статичною похибки за напругою статора. Система характеризується досить малим статизмом за швидкістю (усталена похибка при накиді номінального

до порушення сталості регулювання. Аналіз графіків (рис.6) показує, що шляхом спільного вибору коефіцієнтів s_1 та s_2 можна досягти задовільних динамічних властивостей системи без підвищення її статизму.

Заключення

Викладено алгоритм синтезу регуляторів системи частотно-регульованого ЕП. Надані рекомендації щодо налагодження систем частотно-регульованого асинхронного ЕП, який містить ПЧ на основі АІН. Це налагодження міститься у виборі значення коефіцієнта $s_1 \leq s_H$ з метою забезпечення задовільних динамічних властивостей внутрішнього контуру. При організації зовнішнього контуру регулювання напруги (при внутрішньому контурі регулювання струму) його налагодження зводиться до обрання корегульовального коефіцієнта $0.5s_H \leq s_2 \leq 3s_H$. Найкращі властивості притаманні двоконтурній системі управління, які отримуються шляхом спільного обрання коефіцієнтів s_2 та s_1 за умови їх пропорційної зміни.

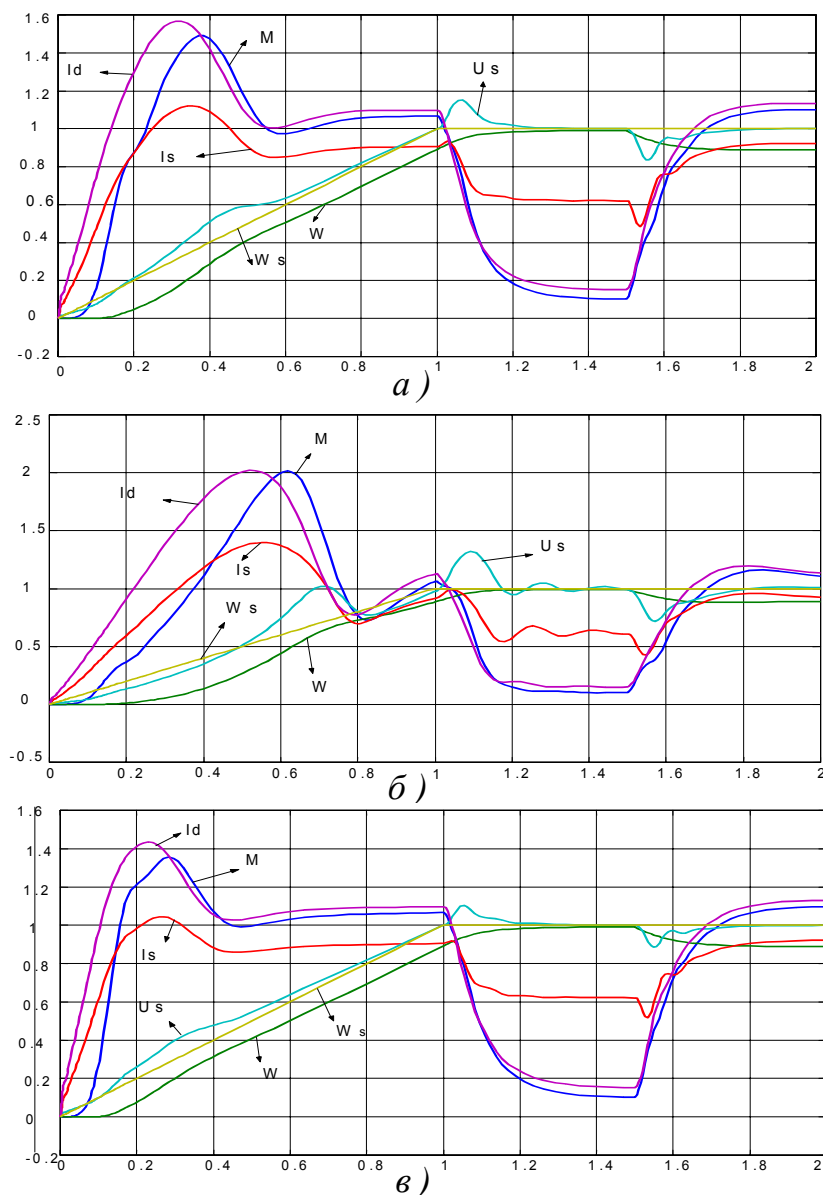


Рис.5. Перехідні процеси у двоконтурній системі ($s_1=s_H$):
 а) $s_2=s_n=0.125$ б) $s_2=0.0625$ в) $s_2=0.1875$

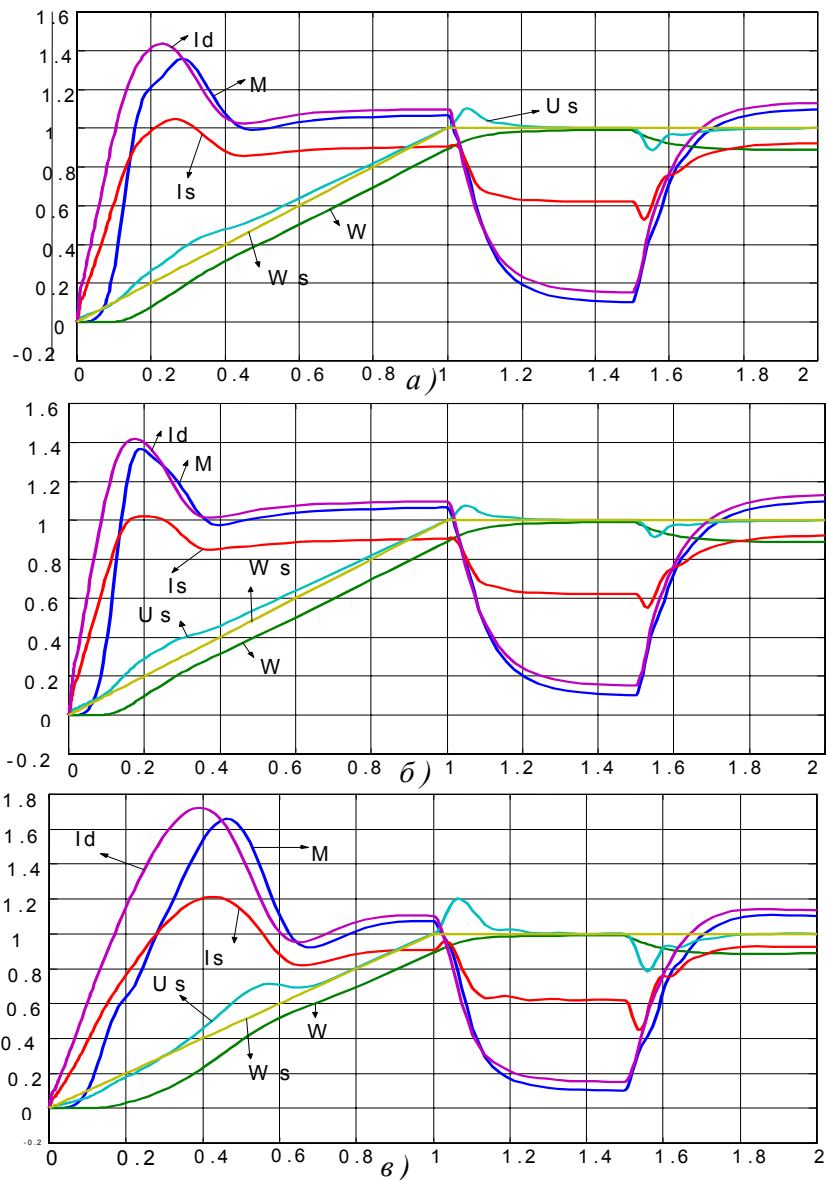


Рисунок 6 – Перехідні процеси у двоконтурній системі:
 а) $s_1=s_2=0.1875$; б) $s_1=s_2=0.25$; в) $s_1=s_2=0.0938$

Перелік посилань

1. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. – 392 с., ил.
2. Черный А.П. и др. Моделирование электромеханических систем / Учебное пособие. – Кременчуг: КГПИ, 1999. – 204 с.
3. Частотно-керовані асинхронні та синхронні електроприводи: Навч. посібник / О.Г. Плахтина, С.С. Мазепа, А.С. Куцик. – Львів: Видавництво Національного університету “Львівська політехніка”, 2002. – 228 с.