

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Український державний морський технічний університет
імені адмірала Макарова

**В.С. Блінцов, М.Я. Хлопенко,
А.Т. Кінаш, М.Х. Ходжи Монірі**

РОЗРАХУНОК І ПРОЕКТУВАННЯ СТАБІЛІЗУЮЧОЇ СИСТЕМИ ОПТИМАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

**Методичні вказівки
до курсового та дипломного проектування**

Рекомендовано Методичною радою УДМТУ

Миколаїв 2003

Розрахунок і проектування стабілізуючої системи оптимального керування електроприводом постійного струму / В.С. Блінцов, М.Я. Хлопенко, А.Т. Кінаш, М.Х. Ходжи Монірі: Методичні вказівки до курсового і дипломного проектування. – Миколаїв: УДМТУ, 2003. – 44 с.

Кафедра автоматики

У даних методичних вказівках викладені додатки математичних методів теорії оптимального керування, зокрема до розрахунку і проектування стабілізуючої системи оптимального керування електроприводом постійного струму, виконаної за схемою ЕМП–Г–Д і призначеної для забезпечення роботи виконавчого механізму в тривалому повторно-короткочасному режимі. Докладно висвітлені питання синтезу неодиничних зворотних зв'язків, що реалізують оптимальний закон зміни струму якоря і частоти обертання електродвигуна, і викладена методика розрахунку коригувальних пристроїв на основі застосування логарифмічних амплітудних характеристик. Наведено приклад розрахунку і проектування стабілізуючої системи ЕМП–Г–Д.

Призначені для студентів і магістрів Миколаївського інституту автоматики та електротехніки УДМТУ, що навчаються за спеціальностями 8.092203 "Електромеханічні системи автоматизації та електропривод" і 8.092201 "Електричні системи і комплекси транспортних засобів", і рекомендуються до використання при читанні лекцій, виконанні курсової роботи з дисципліни "Основи дослідження операцій електромеханічних систем" і дипломних проєктів.

Рецензент д-р техн. наук, проф. А.А. Ставинський

© Український державний морський
технічний університет, 2003

© Видавництво УДМТУ, 2003

ЗРАЗОК ЗАПОВНЕННЯ БЛАНКА ЗАВДАННЯ НА КУРСОВУ РОБОТУ

Міністерство освіти і науки України
Український державний морський технічний університет
імені адмірала Макарова

Миколаївський інститут
автоматики та електротехніки

ЗАВДАННЯ

на курсову роботу
з дисципліни "Основи дослідження операцій електромеханічних
систем"

Студент групи 5371 М.Х. Іванов

1. Тема роботи: розрахунок та проектування стабілізуючої системи оптимального керування електроприводом постійного струму.

2. Завдання: розрахувати та спроектувати систему оптимального керування електроприводом постійного струму електромашинний підсилювач–генератор–двигун (ЕМП–Г–Д) в тривалому повторно-короткочасному режимі роботи при відпрацюванні заданого кута повороту виконавчого механізму (вихідного вала редуктора) $\alpha = 5\pi$ рад за час циклу $t_{\text{ц}} = 3$ с і паузи $t_{\text{п}} = 1$ с. Маховий момент інерції механізму $GD_{\text{м}}^2 = 50$ кг·м². Моментом опору знехтува-

ти. Необхідні дані студент вибирає з таблиць каталогу або довідників.

3. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які необхідно розробити).

3.1. Визначення оптимального струму електродвигуна незалежного збудження варіаційним методом.

3.2. Оцінка зміни нагріву двигуна при відхиленні від оптимуму струму якоря.

3.3. Вибір оптимального передаточного числа редуктора і потужності електродвигуна за оптимальною діаграмою струму.

3.4. Вибір генератора і електромашинного підсилювача.

3.5. Побудова структурної схеми оптимального керування електроприводом за системою ЕМП–Г–Д.

3.6. Розрахунок параметрів системи оптимального керування електроприводом за системою ЕМП–Г–Д.

3.7. Вибір коригуючого пристрою та перевірочний розрахунок перехідного процесу.

3.8. Побудова принципової системи оптимального керування електроприводом за системою ЕМП–Г–Д.

4. Календарний графік виконання курсової роботи.

Дата видачі завдання: *5 вересня 200_ року.*

Термін виконання завдання: *15 грудня 200_ року.*

Пп.3.1–3.6	Пп.3.7–3.8	Пп.3.9–3.10
До 15.10.200_	До 15.11.200_	До 15.12.200_

Керівник

Зав. кафедрою автоматики,

д-р техн. наук, професор

М.Я. Хлопенко

Завдання прийнято до виконання *5 вересня 200_ року* _____
Підпис студента

1. ВИЗНАЧЕННЯ ОПТИМАЛЬНОГО СТРУМУ ЕЛЕКТРОДВИГУНА НЕЗАЛЕЖНОГО ЗБУДЖЕННЯ ВАРІАЦІЙНИМ МЕТОДОМ

Розглянемо роботу електропривода в тривалому повторно-короткочасному режимі, що забезпечує рух механізму за допомогою редуктора.

Запишемо основне рівняння динаміки електропривода:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_d - M_c,$$

де J – приведений до осі якоря момент інерції електропривода; ω – кутова швидкість якоря; M_d – обертальний момент електродвигуна; M_c – сумарний момент корисного і шкідливого опорів, приведений до осі якоря; t – час.

Звичайно в довідковій літературі з електричних машин наводиться маховий момент інерції електродвигуна відносно осі якоря GD^2 .

Виразимо приведений момент інерції електропривода через маховий момент:

$$J = \frac{GD_{\text{пр}}^2}{4} = \frac{1}{4} (GD^2 + GD_{\text{м}}^2 / j^2),$$

де $GD_{\text{пр}}^2$ – приведений до осі якоря маховий момент інерції електропривода; j – передаточне число редуктора.

Зазначимо, що при постійному магнітному потоці обертальний момент електродвигуна M_d пропорційний струму якоря i , тобто $M_d = k_m i$. Коефіцієнт k_m можна обчислити за формулою $k_m = M_n / I_n$, де індексом "н" позначені номінальні значення обертального моменту і струму якоря електродвигуна.

З урахуванням зазначеного запишемо остаточно основне рівняння динаміки електропривода у вигляді

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m i - M_c. \quad (1.1)$$

Зробимо оцінку нагріву електродвигуна при тривалій роботі в

повторно-короткочасному режимі. Для цього скористаємося відомим методом еквівалентного струму. Відповідно до цього методу еквівалентний струм якоря

$$I_e = \sqrt{\left(\frac{1}{t_{\text{ц}}} \int_0^T i^2 dt \right)} = \sqrt{\frac{T}{T + kt_{\text{ц}}}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad (1.2)$$

де $T = t_{\text{ц}} - t_{\text{п}}$ – тривалість роботи електропривода за цикл; k – коефіцієнт, що враховує погіршення умов охолодження під час паузи. При обдуві двигуна від окремого вентилятора $k = 1$.

Використовуючи формулу (1.1), вираз (1.2) запишемо у вигляді

$$I_e = \frac{1}{k_{\text{м}}} \sqrt{\frac{T}{T + kt_{\text{п}}}} \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^T (J\dot{\omega} + M_c)^2 dt \right)}. \quad (1.3)$$

Тут точка над ω позначає похідну за часом.

Якщо $I_e = I_{\text{н}}$, то з формули (1.3) знаходимо час циклу:

$$t_{\text{ц}} = T + kt_{\text{п}} = \frac{1}{k_{\text{м}}^2 T_{\text{н}}^2} \int_0^T (J\dot{\omega} + M_c)^2 dt. \quad (1.4)$$

Аналіз формул (1.3) і (1.4) показує, що найменший нагрів двигуна, тобто найменше значення I_e , при заданій тривалості циклу і найменша тривалість циклу при заданому нагріві буде в тому випадку, коли інтегральний функціонал

$$\int_0^T (J\dot{\omega} + M_c)^2 dt = \frac{1}{k_{\text{м}}^2} \int_0^T i^2 dt = \frac{1}{Rk_{\text{м}}^2} \int_0^T Ri^2 dt$$

або нагрів якоря (R – опір ланцюга якоря)

$$Q = \int_0^T Ri^2 dt \quad (1.5)$$

буде мінімальним.

Таким чином, приходимо до наступної задачі варіаційного числення: знайти закон зміни струму електродвигуна при заданому куті повороту якоря $\varphi_T = \alpha j$ за час T , при якому нагрів (1.5) досягає мінімуму.

Перейдемо до строгого математичного формулювання задачі.

Дано: 1. Рівняння стану (1.1).

2. Граничні умови

$$\omega(0) = \omega(T) = 0. \quad (1.6)$$

3. Ізопериметрична умова

$$\int_0^T \omega dt = \Phi_T. \quad (1.7)$$

Знайти закон зміни струму якоря, для якого функціонал (1.5) прямує до мінімуму.

Для розв'язання цієї задачі скористаємося методом Ейлера–Лагранжа [1, 3]. Ураховуючи рівняння (1.1) і умови (1.6) та (1.7), складемо функцію Лагранжа

$$L = Ri^2 + \lambda \omega, \quad (1.8)$$

де λ – множник Лагранжа.

З рівняння руху якоря (1.1) знаходимо

$$i = \frac{1}{k_m} (J\dot{\omega} + M_c). \quad (1.9)$$

Підставляючи цей вираз у формулу (1.8), одержимо

$$L = \frac{R}{k_m^2} (J\dot{\omega} + M_c)^2 + \lambda \omega. \quad (1.10)$$

Складемо функціонал $\int_0^T L dt \rightarrow \min$.

Цьому функціоналу відповідає рівняння Ейлера–Лагранжа

$$\frac{\partial L}{\partial \omega} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\omega}} = 0. \quad (1.11)$$

Підставимо функцію (1.10) у рівняння Ейлера–Лагранжа (1.11) і одержимо рівняння

$$\lambda - 2k\ddot{\omega} = 0, \quad (1.12)$$

$$\text{де } k = 2R \left(\frac{J}{k_m} \right)^2.$$

Розв'язуючи диференціальне рівняння (1.12), знаходимо

$$\omega = \frac{\lambda}{4k} t^2 + C_1 t + C_2, \quad (1.13)$$

де C_1, C_2 – довільні сталі.

Для визначення величин C_1 і C_2 служать граничні умови (1.6). Використовуючи ці умови, одержимо

$$\frac{\lambda}{4k} T^2 + C_1 T + C_2 = 0; \quad C_2 = 0,$$

звідки $C_1 = -\frac{\lambda}{4k} T$.

Підставляючи знайдені сталі C_1 й C_2 у формулу (1.13), будемо мати

$$\omega = \frac{\lambda}{4k} (t^2 - tT). \quad (1.14)$$

У цьому виразі множник Лагранжа визначається з ізопериметричної умови (1.7). Використовуючи вираз (1.14), запишемо формулу (1.7) у вигляді

$$\frac{\lambda}{4k} \int_0^T (t^2 - tT) dt = \Phi_T.$$

Проінтегрувавши цей вираз, можна одержати формулу для множника Лагранжа $\lambda = -\frac{24k\Phi_T}{T^3}$. Підставивши цю формулу в (1.14), одержимо остаточно для кутової швидкості якоря наступну квадратичну залежність:

$$\omega = \frac{6\Phi_T}{T^3} (tT - t^2). \quad (1.15)$$

Узявши похідну за часом від цього рівняння і підставивши її у формулу (1.9), знаходимо закон зміни струму якоря:

$$i = \frac{6J\Phi_T}{k_M T^3} (T - 2t) + \frac{M_c}{k_M}. \quad (1.16)$$

При $t = 0$ і $M_c = 0$ початкове значення струму

$$i_0 = \frac{6J\Phi_T}{k_M T^2}. \quad (1.17)$$

Використовуючи цю залежність, вираз (1.16) перетворимо до вигляду

$$i = i_0 \left(1 - 2 \frac{t}{T} \right) + \mu, \quad (1.18)$$

де $\mu = \frac{M_c}{k_M}.$

Аналіз формули (1.18) показує, що в початковий момент часу $t = 0$ струм у якірному ланцюзі миттєво зростає від нуля до максимуму $i_{\max} = i_0 + \mu$, а при $t = T$ миттєво падає від $i_{\min} = -i_0 + \mu$ до нуля. У ланцюзі якоря, що має кінцеву індуктивність, такі стрибки струму вимагають прикладання нескінченно великих напруг і реально не здійсненні. Тому лінійний закон струму (1.18), що забезпечує мінімальні втрати, носить ідеальний характер.

Таким чином, встановлено, що не можна побудувати реальну систему керування для реалізації ідеального лінійного закону зміни струму і квадратичного закону зміни кутової частоти обертання якоря.

2. ОЦІНКА ЗМІНИ НАГРІВУ ДВИГУНА ПРИ ВІДХИЛЕННІ ВІД ОПТИМУМУ СТРУМУ ЯКОРЯ

У попередньому розділі було з'ясовано, що реальний закон зміни струму i відрізняється від ідеального оптимального струму $i_{\text{опт}}$ на деяку похибку $\varepsilon = i - i_{\text{опт}}$. Ця величина не дорівнює тотожно нулю і в окремі моменти часу може досягати великих значень.

На рис. 1 наведені реальна діаграма струму $i = i(t)$ (суцільна лінія) та ідеальна оптимальна діаграма струму $i = i_{\text{опт}}(t)$ (штрихова лінія).

Для реальної діаграми струму, поданої на рис. 1, можна виділити

три періоди: t_1 , t_2 і t_3 . Перший період t_1 – період пуску. Він характеризується форсованим наростанням струму до величини $i_{\max}$. Протягом другого періоду t_2 струм якоря змінюється за прямолінійною діаграмою і досягає значення $i_{\min}$. Третій період t_3 (період гальмування) забезпечує зупинку механізму в заданій точці його переміщення, обумовленої кутом повороту Φ_T .

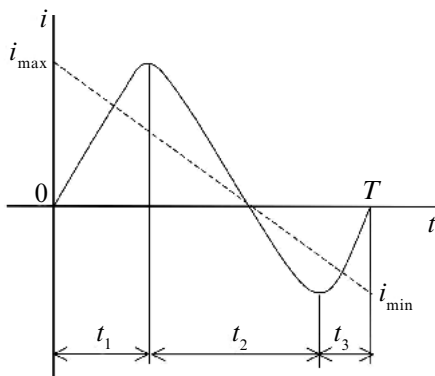


Рис. 1. Реальна (суцільна лінія) та ідеальна оптимальна (штрихова лінія) діаграми струму

З наведених на рис. 1 діаграм струму випливає, що величина ϵ помітно відхиляється від оптимуму в періоди пуску t_1 і гальмування t_3 .

З'ясуємо, якою мірою наявність похибки ϵ позначається на показниках роботи електропривода, зокрема на зміні нагріву якоря. Якщо при малих значеннях втрати будуть істотно зростати, то потрібно буде проектувати дуже точну

систему керування, що забезпечує оптимальність діаграми струму; якщо ж малі відхилення струму від оптимальної діаграми виявляться не небезпечними, то можна буде обійтися розробкою більш грубої системи керування.

Проаналізуємо зміни нагрівання якоря при відхиленні реального закону зміни струму від оптимальної діаграми. Для цього розглянемо роботу електропривода за ідеальною $i_{\text{опт}}$ і реальною $i = i_{\text{опт}} + \epsilon$ діаграмами струму.

Проінтегрувавши вираз (1.1), знаходимо з урахуванням граничних умов (1.6) кутову швидкість якоря:

$$\omega(T) = \int_0^T \left(\frac{k_M}{J} i - \frac{M_c}{J} \right) dt = 0 \quad (2.1)$$

– і кут повороту

$$\Phi_T = \int_0^T dt \int_0^t \left(\frac{k_M}{J} i - \frac{M_c}{J} \right) dt. \quad (2.2)$$

При роботі електропривода за оптимальною діаграмою струму $i_{\text{опт}}$ вирази (2.1) і (2.2) набувають вигляду

$$\omega(T) = \int_0^T \left(\frac{k_M}{J} i_{\text{опт}} - \frac{M_c}{J} \right) dt = 0; \quad (2.3)$$

$$\Phi_T = \int_0^T dt \int_0^t \left(\frac{k_M}{J} i_{\text{опт}} - \frac{M_c}{J} \right) dt, \quad (2.4)$$

а при роботі за реальною діаграмою струму

$$\omega(T) = \int_0^T \left(\frac{k_M}{J} (i_{\text{опт}} + \varepsilon) - \frac{M_c}{J} \right) dt = 0; \quad (2.5)$$

$$\Phi_T = \int_0^T dt \int_0^t \left(\frac{k_M}{J} (i_{\text{опт}} + \varepsilon) - \frac{M_c}{J} \right) dt. \quad (2.6)$$

Порівнюючи формули (2.3) і (2.5), (2.4) і (2.6), одержимо

$$\int_0^T \varepsilon dt = 0; \quad \int_0^T dt \int_0^t \varepsilon dt = 0. \quad (2.7)$$

Тепер визначимо приріст нагріву в якірному ланцюзі при відхиленні роботи електропривода від оптимальної діаграми струму:

$$\Delta Q = \int_0^T R (i_{\text{опт}} + \varepsilon)^2 dt - \int_0^T R i_{\text{опт}}^2 dt = R \int_0^T \varepsilon^2 dt + 2R \int_0^T i_{\text{опт}} \varepsilon dt.$$

Другий інтеграл беремо частинами:

$$\int_0^T i_{\text{опт}} \varepsilon dt = \int_0^T i_{\text{опт}} d \int_0^t \varepsilon dt = i_{\text{опт}}(T) \int_0^T \varepsilon dt - \int_0^T di_{\text{опт}} \int_0^t \varepsilon dt. \quad (2.8)$$

Використовуючи формулу (1.18), знаходимо диференціал $di_{\text{опт}} = -2 \frac{i_0}{T} dt$. Підставляючи цей диференціал у вираз (2.8) і урахувавши формули (2.7), будемо мати

$$\int_0^T i_{\text{опт}} \varepsilon dt = i_{\text{опт}}(T) \int_0^T \varepsilon dt + 2 \frac{i_0}{T} \int_0^T dt \int_0^t \varepsilon dt = 0.$$

Таким чином, остаточно знаходимо $\Delta Q = R \int_0^T \epsilon^2 dt$. Ця формула дає просту оцінку відхилення нагріву від мінімального значення. Так, якщо відхилення реальної діаграми струму від оптимальної не перевищують 10 % від середньоквадратичного струму, то можна стверджувати, що втрати зростуть менш ніж на один відсоток. Крім того, внаслідок малості періодів розгону t_1 і гальмування t_3 (див. рис. 1) навіть великі відхилення струму від оптимальної діаграми незначно позначаються на величині ΔQ , тому що вона пропорційна інтегралу від ϵ^2 .

Таким чином, на підставі вищевикладеного можна стверджувати, що при проектуванні оптимальної системи керування відповідає необхідність у реалізації досить точної оптимальної діаграми струму, оскільки відхилення нагріву якоря від оптимуму при цьому будуть незначними.

3. ВИБІР ОПТИМАЛЬНОГО ПЕРЕДАТОЧНОГО ЧИСЛА РЕДУКТОРА, ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРОДВИГУНА, ГЕНЕРАТОРА ТА ЕЛЕКТРОМАШИННОГО ПІДСИЛЮВАЧА ЗА ОПТИМАЛЬНОЮ ДІАГРАМОЮ СТРУМУ ЯКОРЯ

Користуватися методом еквівалентного струму при виборі оптимального передаточного числа редуктора й електродвигуна за потужністю практично неможливо, оскільки невідомий струм якоря. Тому звичайно застосовують метод еквівалентного моменту. Відповідно до цього методу еквівалентний обертальний момент електродвигуна незалежного збудження, що працює при постійному магнітному потоці, розраховується за формулою

$$M_e = k_m I_e = k_m \sqrt{\frac{T}{T + kt_n}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (3.1)$$

У цьому рівнянні невідомий струм якоря i . Його можна знайти з рівняння динамічної рівноваги моментів на валу виконавчого механізму. Якщо знехтувати втратами енергії в редукторі і його інертністю, то зазначене рівняння динамічної рівноваги моментів можна записати у вигляді

$$jM_{\text{д}} = J_{\text{д}}j^2 \frac{d\omega_{\text{м}}}{dt} + J_{\text{м}} \frac{d\omega_{\text{м}}}{dt} + M_{\text{с}},$$

де $\omega_{\text{м}}$ – кутова швидкість вала виконавчого механізму; $J_{\text{д}}$ – момент інерції електродвигуна відносно осі обертання якоря; $J_{\text{м}}$ – момент інерції механізму відносно осі обертання вала; $M_{\text{с}}$ – сумарний момент корисного і шкідливого опорів, приведений до осі вала виконавчого механізму; $j = \omega/\omega_{\text{м}}$ – передаточне число редуктора.

Звідси з урахуванням залежності $M_{\text{д}} = k_{\text{м}}i$ знаходимо струм якоря:

$$i = \frac{1}{k_{\text{м}}} \left(J_{\text{д}}j + \frac{J_{\text{м}}}{j} \right) \frac{d\omega_{\text{м}}}{dt} + \frac{M_{\text{с}}}{k_{\text{м}}j}. \quad (3.2)$$

Тепер, використовуючи залежність (3.2), перейдемо до обчислення інтеграла, що стоїть під знаком радикала у формулі (3.1):

$$\begin{aligned} \int_0^T i^2 dt &= \int_0^T \left[\frac{1}{k_{\text{м}}} \left(J_{\text{д}}j + \frac{J_{\text{м}}}{j} \right) \frac{d\omega_{\text{м}}}{dt} + \frac{M_{\text{с}}}{k_{\text{м}}j} \right]^2 dt = \int_0^T \left[\frac{1}{k_{\text{м}}j} \left(J_{\text{д}}j + \frac{J_{\text{м}}}{j} \right) \frac{d\omega}{dt} + \frac{M_{\text{с}}}{k_{\text{м}}j} \right]^2 dt = \\ &= \frac{1}{k_{\text{м}}^2 j^2} \left(J_{\text{д}}j + \frac{J_{\text{м}}}{j} \right)^2 \int_0^T \left(\frac{d\omega}{dt} \right)^2 dt + \frac{2M_{\text{с}}}{k_{\text{м}}^2 j^2} \left(J_{\text{д}}j + \frac{J_{\text{м}}}{j} \right) \int_0^T d\omega + \left(\frac{M_{\text{с}}}{k_{\text{м}}j} \right)^2 \int_0^T dt. \end{aligned} \quad (3.3)$$

При квадратичному законі зміни кутової швидкості якоря (1.15)

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{6\varphi_T}{T^3} (T - 2t),$$

тому перший інтеграл у правій частині формули (3.3)

$$\int_0^T \left(\frac{d\omega}{dt} \right)^2 dt = \frac{36\varphi_T^2}{T^6} \int_0^T (T - 2t)^2 dt = \frac{12\varphi_T^2}{T^3}.$$

Другий інтеграл з урахуванням граничних умов (1.6) дорівнює нулю:

$$\int_0^T d\omega = \omega(T) - \omega(0) = 0.$$

$$\text{Третій інтеграл } \int_0^T dt = T.$$

Таким чином, інтеграл (3.3) остаточно має вигляд

$$\int_0^T i^2 dt = \frac{12\alpha^2}{k_M^2 T^3} \left(J_{\text{д}} j + \frac{J_{\text{м}}}{j} \right)^2 + \left(\frac{M_{\text{с}}}{k_{\text{м}} j} \right)^2 T,$$

де $\alpha = \varphi_T / j$ – кут повороту вала виконавчого механізму.

Підставляючи знайдений інтеграл у формулу (3.1), знаходимо еквівалентний обертальний момент двигуна:

$$M_{\text{е}} = \sqrt{\frac{T}{T + kt_{\text{п}}}} \sqrt{\left[\frac{12\alpha^2}{T^4} \left(J_{\text{д}} j + \frac{J_{\text{м}}}{j} \right)^2 + \left(\frac{M_{\text{с}}}{j} \right)^2 \right]}. \quad (3.4)$$

При виборі електродвигуна за нагрівом його еквівалентний обертальний момент $M_{\text{е}} = M_{\text{н}}$.

Оскільки необхідно вибрати оптимальне передаточне число редуктора й одночасно двигуна найменшого габариту, здатного здійснювати задану програму переміщень виконавчого механізму, то у формулі (3.4) варто вважати $M_{\text{е}}$ залежним від моменту інерції двигуна $J_{\text{д}}$.

Позначимо відношення $\frac{M_{\text{н}}}{4J_{\text{д}}} = a$. Зазначимо, що для електро-

двигунів постійного струму величина a незначно відхиляється від її середнього значення. Для електродвигунів серії ПМ середнє значення параметра $a \approx 100 \text{ с}^{-2}$ в системі СІ. Це дозволяє на першому етапі розрахунку вважати величину a сталою з подальшим уточненням на наступних етапах розрахунку.

Піднесемо обидві частини рівняння (3.4) до квадрата. Тоді будемо мати

$$\frac{T + kt_{\text{п}}}{T} M_{\text{е}}^2 = \frac{12\alpha^2}{T^4} J_{\text{м}}^2 \left(\frac{J_{\text{д}}}{J_{\text{м}}} j + \frac{1}{j} \right)^2 + \left(\frac{M_{\text{с}}}{j} \right)^2. \quad (3.5)$$

Оскільки $J_{\text{д}} = \frac{M_{\text{н}}}{4a} = \frac{M_{\text{е}}}{4a}$, то вираз (3.5) набуває вигляду

$$\frac{T + kt_{\text{п}}}{T} M_{\text{е}}^2 = \frac{12\alpha^2}{T^4} J_{\text{м}}^2 \left(\frac{M_{\text{е}}}{4aJ_{\text{м}}} j + \frac{1}{j} \right)^2 + \left(\frac{M_{\text{с}}}{j} \right)^2. \quad (3.6)$$

Для визначення оптимального передаточного відношення і мінімального еквівалентного обертового моменту двигуна диференціюємо по j обидві частини цього виразу:

$$2 \frac{T + kt_n}{T} M_e \frac{dM_e}{dj} = \frac{24\alpha^2}{T^4} J_m^2 \left(\frac{M_e}{4aJ_m} j + \frac{1}{j} \right) \times \\ \times \left[\frac{1}{4aJ_m} \left(\frac{dM_e}{dj} j + M_e \right) - \frac{1}{j^2} \right] - \frac{2M_c^2}{j^3}. \quad (3.7)$$

В точці екстремуму $\frac{dM_e}{dj} = 0$. Тому в цій точці рівняння (3.7) набуває вигляду

$$\frac{24\alpha^2}{T^4} J_m^2 \left(\frac{M_e}{4aJ_m} j + \frac{1}{j} \right) \left(\frac{M_e}{4aJ_m} - \frac{1}{j^2} \right) - \frac{2M_c^2}{j^3} = 0,$$

звідки

$$M_e = \frac{2a}{\sqrt{3}\alpha j^2} \sqrt{12\alpha^2 J_m^2 + T^4 M_c^2}. \quad (3.8)$$

При $M_c = 0$ $M_e = \frac{4aJ_m}{j^2}$.

Підставимо вираз (3.8) у формулу (3.6). Після відповідних перетворень одержимо таке рівняння:

$$\frac{T + kt_n}{T} \frac{2a^2 \sqrt{12\alpha^2 J_m^2 + T^4 M_c^2}}{3\alpha^2 j^2} = \frac{\sqrt{12\alpha^2 J_m^2 + T^4 M_c^2} + 2\sqrt{3}\alpha J_m}{T^4}.$$

Розв'язуючи це рівняння, знаходимо оптимальне значення передаточного числа редуктора:

$$j_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\frac{T + kt_n}{T}} \frac{aT^2}{\alpha} \sqrt{\frac{\sqrt{12\alpha^2 J_m^2 + T^4 M_c^2}}{\sqrt{12\alpha^2 J_m^2 + T^4 M_c^2} + 2\sqrt{3}\alpha J_m}}. \quad (3.9)$$

При $M_c = 0$ $j_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{T + kt_n}{T}} \frac{aT^2}{\sqrt{3}\alpha}$.

Відповідний виразу (3.9) мінімальний еквівалентний обертальний момент (3.8)

$$M_e = \frac{T}{T + kt_{\pi}} \frac{\sqrt{3}\alpha \left(\sqrt{12\alpha^2 J_M^2 + T^4 M_c^2} + 2\sqrt{3}\alpha J_M \right)}{aT^4}. \quad (3.10)$$

$$\text{При } M_c = 0 \quad M_e = \frac{T}{T + kt_{\pi}} \frac{12\alpha^2 J_M}{aT^4}.$$

Зазначимо, що формулами (3.9) та (3.10) можна користуватися тільки в тому випадку, якщо максимальна частота обертання якоря не перевищує гранично допустимої величини для даного типу двигуна.

Для визначення приблизного значення максимальної частоти обертання якоря скористаємося основним рівнянням динаміки електродвигуна

$$J_d \frac{d\omega}{dt} = k_M i.$$

Підставляючи в це рівняння вираз (1.18), будемо мати

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{k_M i_0}{J_d} \left(1 - 2 \frac{t}{T} \right),$$

звідки, інтегруючи від 0 до $T/2$, знаходимо

$$\omega_{\max} = \frac{k_M i_0}{J_d} \int_0^{T/2} \left(1 - 2 \frac{t}{T} \right) dt = \frac{k_M I_e}{4J_d} T, \quad (3.11)$$

де $I_e = i_0$.

Тепер можна обчислити еквівалентний струм I_e за формулою (1.2):

$$I_e = \sqrt{\frac{T}{T + kt_{\pi}}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{T}{T + kt_{\pi}}} \sqrt{\frac{i_0^2}{T} \int_0^T \left(1 - 2 \frac{t}{T} \right)^2 dt} = \frac{i_0}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{T}{T + kt_{\pi}}}. \quad (3.12)$$

Для двигунів постійного струму при тривалій роботі в повторно-короткочасному режимі візьмемо $i_0 = 2I_n$. Тоді одержимо з фо-

рмули (3.11) з урахуванням залежності (3.12) наступний вираз для максимальної частоти обертання двигуна при роботі за параболічною діаграмою швидкості:

$$n_{\max} = \frac{60}{\pi\sqrt{3}} \frac{k_m I_n}{4J_d} T \sqrt{\frac{T}{T + kt_{\pi}}} = 11,03aT \sqrt{\frac{T}{T + kt_{\pi}}}. \quad (3.13)$$

Гранична величина струму якоря визначається з умов обмеження пускового струму і задовільної комутації на колекторі. Оскільки пусковий струм і умови комутації не залежать від частоти обертання, то умова обмеження струму якоря має вигляд $i_0 + \mu \leq i_{\max}$, де $i_{\max} = 2I_n$ для електродвигунів серії ПМ.

Розрахунок оптимального передаточного числа редуктора і вибір електродвигуна за формулами (3.9), (3.10) і (3.13) складаються з наступних етапів.

1. Задавши середнє значення $a = a_1 = 100 \text{ с}^{-2}$ для електродвигунів серії ПМ, визначаємо за формулою (3.13) орієнтовне значення максимальної частоти обертання:

$$n_{\max} = 11,03aT \sqrt{\frac{T}{T + kt_{\pi}}} = 11,03 \cdot 100 \cdot 2 \sqrt{\frac{2}{2 + 1 \cdot 1}} = 1801 \text{ об/хв.}$$

Тут взято $k = 1$, тому що електродвигуни серії ПМ оснащені окремим вентилятором для охолодження двигуна.

Отримане значення $n_{\max}$ не виходить за допустимі межі частот обертання, наведені у довіднику [5]. Тому можна користуватися формулами (3.9) і (3.10). Зазначимо, що, якщо $n_{\max}$ виходить за допустимі межі, вибір передаточного числа редуктора варто робити за умовою граничної частоти обертання двигуна.

2. Розраховуємо за формулою (3.10) при заданому значенні кута повороту вала $\alpha = 5\pi$ рад і моменту інерції $J_m = GD_m^2/4 = 50/4 = 12,5 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ виконавчого механізму еквівалентний обертальний момент двигуна:

$$M_{\text{el}} = \frac{T}{T + kt_{\pi}} \frac{12\alpha^2 J_m}{aT^4} = \frac{2}{2 + 1 \cdot 1} \frac{12(5\pi)^2 12,5}{100 \cdot 2^4} = 15,4 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

За довідником [5] встановлюємо, що цьому значенню відповідає електродвигун постійного струму серії П40М з номінальною потужністю $P_{\text{н}} = 2,8$ кВт і частотою обертання 1500 об/хв, для якого $a = a_2 = 133 \text{ с}^{-2}$.

3. Уточнюємо еквівалентний обертальний момент двигуна:

$$M_{\text{е2}} = \frac{a_1}{a_2} M_{\text{е1}} = \frac{100}{133} \cdot 15,4 = 11,6 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Оскільки $M_{\text{е2}}$ менше номінального обертального моменту $M_{\text{н,д}}$ двигуна П32М і більше $M_{\text{н,д}}$ двигуна П31М, то остаточно вибираємо електродвигун П32М з номінальними параметрами: $P_{\text{н,д}} = 2,2$ кВт; $U_{\text{н,д}} = 220$ В; $I_{\text{н,д}} = 12,2$ А; $n_{\text{н,д}} = 1500$ об/хв; $M_{\text{н,д}} = 14,0$ Н·м; $GD^2 = 0,116$ кг·м²; $a = a_3 = 121 \text{ с}^{-2}$; коефіцієнт корисної дії $\eta_{\text{д}} = 0,82$; розрахунковий еквівалентний обертальний момент

$$M_{\text{е3}} = \frac{a_2}{a_3} M_{\text{е2}} = \frac{133}{121} \cdot 11,6 = 12,8 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

і коефіцієнт завантаження

$$k_{\text{з,д}} = \frac{M_{\text{е2}}}{M_{\text{н,д}}} = \frac{12,8}{14} = 0,914.$$

4. Визначаємо за формулою (3.9) з урахуванням заданого моменту опору $M_{\text{с}} = 0$ оптимальне передаточне число редуктора:

$$j_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{T + kt_{\text{п}}}{T}} \frac{aT^2}{\sqrt{3}\alpha} = \sqrt{\frac{2+1}{2}} \frac{121 \cdot 2^2}{\sqrt{3} \cdot 5 \cdot 3,14} = 22.$$

5. Розраховуємо приведенний момент інерції:

$$J = \frac{1}{4} \left(GD^2 + GD_{\text{м}}^2 / j_{\text{опт}}^2 \right) = \frac{1}{4} \left(0,116 + \frac{50}{22^2} \right) = 0,0548 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

6. Перевіряємо умову обмеження струму якоря:

$$i_0 = \frac{6j\alpha j_{\text{опт}}}{k_{\text{м}} T^2} \leq 2I_{\text{н,д}};$$

$$i_0 = \frac{6j\alpha j_{\text{опт}}}{k_M T^2} = \frac{6 \cdot 0,0548 \cdot 5\pi \cdot 22}{1,15 \cdot 2^2} = 24,7 \text{ А} > 2I_{\text{н.д}} = 24,4 \text{ А},$$

$$\text{де } k_M = \frac{M_{\text{н.д}}}{I_{\text{н.д}}} = \frac{14,0}{12,2} = 1,15.$$

Оскільки перевищення максимального значення струму якоря над подвійним номінальним струмом становить лише 1,2 %, то можна вважати, що струм якоря змінюється протягом робочого циклу T за лінійним законом.

7. Знаходимо потужність генератора:

$$P_{\Gamma} = \frac{k_{\text{з.д}} P_{\text{н.д}}}{\eta_{\text{д}}} = \frac{0,914 \cdot 2,2}{0,82} = 2,45 \text{ кВт.}$$

За довідником [5] вибираємо генератор П-31М, для якого $n_{\text{н.г}} = 2850 \text{ об/хв}$; $P_{\text{н.г}} = 2,6 \text{ кВт}$; $U_{\text{н.г}} = 230 \text{ В}$; $I_{\text{н.г}} = 7,6 \text{ А}$; коефіцієнт

$$\text{корисної дії } \eta_{\Gamma} = 0,855, \text{ а коефіцієнт завантаження } k_{\text{з.г}} = \frac{P_{\Gamma}}{P_{\text{н.г}}} = \frac{2,45}{2,6} = 0,942.$$

8. Визначаємо потужність ЕМП з урахуванням форсування збудження генератора:

$$P_{\text{ЕМП}} = (1,5 \dots 2,5) I_{\text{н.з.г}}^2 R_{\text{з.г}} = (1,5 \dots 2,5) \cdot 0,404^2 \cdot 345 = 125 \text{ Вт},$$

де $I_{\text{н.з.г}}$, $R_{\text{з.г}}$ – номінальний струм і активний опір обмотки збудження генератора.

У цій формулі орієнтовне значення струму збудження за даними роботи [5]

$$I_{\text{н.з.г}} = \frac{0,8 U_{\text{н.г}}}{k_t R_{\text{з.г}}} = \frac{0,8 \cdot 230}{1,32 \cdot 345} = 0,404 \text{ А},$$

де k_t – коефіцієнт, що враховує підвищення активного опору обмотки збудження за рахунок її нагріву. Для генераторів серії габаритів ПМ 1...3 $k_t = 1,24$; габаритів 4...6 $k_t = 1,32$; габаритів 7...11 $k_t = 1,32$. Габарити відрізняються діаметром якорів. Для габари-

ту 3 діаметр якоря дорівнює 12 см; для габариту 6 – 19,5 см, а для габариту 11 – 36,8 см.

За посібником [2] вибираємо ЕМП-3А поперечного поля, для якого $P_{\text{вих}} = 0,2$ кВт; $U_{\text{ЕМПн}} = 115$ В; $I_{\text{ЕМПн}} = 1,7$ А.

4. ПОБУДОВА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ОПТИМАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ЕМП-Г-Д

Побудуємо структурну схему оптимального керування електроприводом ЕМП-Г-Д за методом [4]. Обмежимося розробкою цієї схеми керування для періодів часу t_1 і t_2 (див. рис. 1). Для періоду гальмування t_3 система керування може бути виконана звичайним способом.

Поширимо вимогу лінійної зміни струму якоря на період часу t_1 .

Тоді для періодів часу t_1 і t_2 може бути використана та сама схема керування, що забезпечує протягом кожного з цих періодів лінійну зміну струму якоря з заданим значенням першої похідної від струму за часом.

У межах періоду t_2 величина цієї похідної визначається за формулою (1.18)

$$z = \frac{di}{dt} = -\frac{2i_0}{T} = -\frac{12J\Phi_T}{k_M T^3}$$

і не залежить від статичного моменту опору.

У межах періоду t_1 величина z повинна бути задана з урахуванням можливого швидкого наростання струму до значення $i_{\text{max}} = i_0 + \mu$ (див. рис. 1).

Таким чином, оптимальна система керування повинна бути стабілізуючою системою автоматичного регулювання величини z , причому необхідно мати можливість заздалегідь задавати необхідне значення z .

Якщо в процесі розгону електропривода контролювати величину струму якоря, що може бути здійснено, наприклад, за допомогою релейного елемента, то виявляється можливим при досягненні струмом значення i_{max} автоматично змінити завдання на величину

z , забезпечивши автоматичний перехід від періоду t_1 до періоду t_3 . При цьому зручніше контролювати динамічну складову струму

$$i = \frac{6J\varphi_T}{k_m T^3} \left(1 - 2 \frac{t}{T} \right)$$

що можна виконати різними способами.

Величина цієї складової залежить від кута повороту якоря φ_T , що відпрацьовується електроприводом, і машинного часу T . Тому в залежності від необхідних значень φ_T і T потрібно змінювати уставку зазначеного релейного елемента.

Перейдемо до дослідження принципів побудови структурної схеми оптимального керування системою ЕМП–Г–Д, що реалізує лінійний закон зміни струму якоря, тобто сталості величини z .

Знайдемо вираз для передавальної функції головного якірної ланцюга $W_{\text{я}}(p)$. При цьому будемо вважати вхідною величиною електрорушійну силу (ЕРС) генератора, а вихідною – струм якоря.

Запишемо наступні динамічні рівняння, які описують поведінку двигуна незалежного збудження, що споживає електричну енергію генератора:

$$\begin{aligned} Ri + L \frac{di}{dt} + k_e \omega &= e_{\Gamma}; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= k_m i, \end{aligned} \quad (4.1)$$

де R, L – активний опір і індуктивність головного якірної ланцюга; $R = R_{\text{д}} + R_{\text{Г}}$; $L = L_{\text{д}} + L_{\text{Г}}$; $R_{\text{д}}, L_{\text{д}}$ і $R_{\text{Г}}, L_{\text{Г}}$ – активний опір та індуктивність якірної ланцюга електродвигуна і генератора відповідно; e_{Γ} – ЕРС генератора; i – струм головного якірної ланцюга; k_e – сталий коефіцієнт, причому $k_e/k_m = 1$.

Індуктивності $L_{\text{д}}$ і $L_{\text{Г}}$ якірних ланцюгів двигуна і генератора, що включають обмотки якоря і додаткових полюсів, можуть бути знайдені за наближеними формулами [5]

$$L_{\text{д}} = \frac{5,6U_{\text{н.д}}}{pn_{\text{н.д}}I_{\text{н.д}}}; \quad L_{\text{Г}} = \frac{5,6U_{\text{н.Г}}}{pn_{\text{н.Г}}I_{\text{н.Г}}},$$

де p – число пар полюсів.

У записаних рівняннях (4.1) опущена статична складова струму, обумовлена витратами енергії на корисний опір і шкідливе тертя, тому що перехідний процес розглядається відносно статичного стану системи.

Перепишемо систему рівнянь (4.1) у символічній операторній формі:

$$(R + Lp)i + k_e \omega = e_r; \quad Jp\omega = k_m i,$$

де $p = \frac{d}{dt}$ – символічний оператор.

Розв'язуючи цю систему рівнянь, знаходимо передавальну функцію головного якірного ланцюга:

$$W_{\text{я}}(p) = \frac{i(p)}{e_r(p)} = k_{\text{я}} p K_{\text{я}}(p), \quad (4.2)$$

де $k_{\text{я}} = \frac{T_{\text{е.м}}}{R}$ – коефіцієнт підсилення головного якірного ланцюга;

$T_{\text{е.м}} = \frac{JR}{k_e k_m}$ – електромеханічна стала часу електропривода; $T_{\text{я}} = \frac{L}{R}$ – електромагнітна стала часу головного якірного ланцюга;

$K_{\text{я}}(p) = \frac{1}{T_{\text{е.м}} T_{\text{я}} p^2 + T_{\text{е.м}} p + 1}$ – одинична передавальна функція.

ЕМП живить обмотку збудження генератора. Його можна розглядати як двокаскадний одноякірний підсилювач з різними внутрішніми зворотними зв'язками. На вхід першого каскаду подається керуюча (задавальна) напруга $u_{\text{вх}}$ і напруга зовнішніх і внутрішніх зворотних зв'язків. Різниця потенціалів на виході ЕМП дорівнює напрузі $u_{\text{з.г}}$ на обмотці збудження генератора.

Якщо знехтувати дією внутрішніх зворотних зв'язків і вважати, що розсіювання обмоток керування відсутнє і швидкість приводного двигуна постійна, то відповідно до [2] для двообмоткового ЕМП з поперечним полем можна записати такий вираз для передавальної функції:

$$W_{\text{ЕМП}}(p) = \frac{u_{\text{з.г}}(p)}{u_{\text{вх}}(p)} = \frac{k_{\text{ЕМП}}}{(T_{\text{о.к}} p + 1)(T_{\text{к.з}} p + 1)}, \quad (4.3)$$

де $k_{\text{ЕМП}}$ – коефіцієнт підсилення; $T_{\text{о.к}}$ – стала часу обмотки керування (першого ступеня підсилювання); $T_{\text{к.з}}$ – стала часу короткозамкненого (поперечного) ланцюга.

Визначимо передавальну функцію генератора. Як вхідну величину візьмемо напругу $u_{3,\Gamma}$ на обмотці збудження генератора, а вихідну – ЕРС генератора e_Γ . Тоді, апроксимуючи магнітний потік генератора від струму збудження $i_{3,\Gamma}$ лінійною залежністю або $e_\Gamma = c_\Gamma i_{3,\Gamma}$ ($c_\Gamma = E_{\text{н.Г}}/I_{\text{н.з.Г}}$ – коефіцієнт пропорційності; $E_{\text{н.Г}} = U_{\text{н.Г}} + R_\Gamma I_{\text{н.Г}}$), запишемо для напруги $u_{3,\Gamma}$ на обмотці збудження головних полюсів наступне рівняння:

$$u_{3,\Gamma} = R_{3,\Gamma} i_{3,\Gamma} + L_{3,\Gamma} \frac{di_{3,\Gamma}}{dt}, \quad (4.4)$$

де $R_{3,\Gamma}$, $L_{3,\Gamma}$ – активний опір та індуктивність обмотки збудження генератора.

Індуктивність $L_{3,\Gamma}$ можна обчислити за наближеною формулою

$$L_{3,\Gamma} = 2,3 p w_{3,\Gamma} \frac{\Phi_{\text{н.Г}}}{I_{\text{н.з.Г}}},$$

де $w_{3,\Gamma}$ – число витків обмотки збудження; $\Phi_{\text{н.Г}}$ – номінальний магнітний потік генератора; p – число пар полюсів.

Номінальний магнітний потік генератора при постійній частоті обертання

$$\Phi_{\text{н.Г}} = \frac{E_{\text{н.Г}}}{c_e \omega_{\text{н.Г}}},$$

де $c_e = \frac{pN}{2\pi a}$ – сталий коефіцієнт; $N = 2w_{\text{я.Г}}$ – число активних провідників обмотки якоря; $w_{\text{я.Г}}$ – число витків обмотки якоря; a – число пар паралельних гілок обмотки якоря; $\omega_{\text{н.Г}} = \pi n_{\text{н.Г}}/30$ – номінальна кутова частота обертання генератора.

Перепишемо рівняння (4.4) в операторній формі:

$$u_{3,\Gamma}(p) = (R_{3,\Gamma} + L_{3,\Gamma} p) i_{3,\Gamma}(p).$$

Звідси з урахуванням виразу $e_r(p) = c_r i_{3,r}(p)$ знаходимо передавальну функцію генератора:

$$W_r(p) = \frac{e_r(p)}{u_{3,r}(p)} = \frac{k_r}{T_r p + 1}, \quad (4.5)$$

де $k_r = \frac{c_r}{R_{3,r}}$ – коефіцієнт підсилення; $T_r = \frac{L_{3,r}}{R_{3,r}}$ – електромагнітна стала часу генератора.

Передавальна функція паралельного коригувального пристрою, що охоплює ЕМП, стосовно до розглянутої системи керування має вигляд

$$W_k(p) = \frac{\alpha_k T_k p}{T_k p + 1}, \quad (4.6)$$

де α_k , T_k – невідомі коефіцієнти.

Перейдемо до визначення передавальної функції розімкнутої системи. Використовуючи формули (4.2)–(4.6) для передавальних функцій окремих ланок системи ЕМП–Г–Д, одержимо для цієї функції такий вираз:

$$W(p) = \frac{i(p)}{u_{bx}(p)} = kpK(p), \quad (4.7)$$

де $k = k_{\text{ЕМП}} k_r k_{\text{я}}$;

$$\begin{aligned} K(p) &= \frac{T_k p + 1}{(T_{o,k} p + 1)(T_{k,3} p + 1)(T_r p + 1)(T_{e,m} T_{\text{я}} p^2 + T_{e,m} p + 1)(T_k p + 1) + \rightarrow} \\ &= \frac{\rightarrow + k_{\text{ЕМП}} \alpha_k T_k p (T_r p + 1)(T_{e,m} T_{\text{я}} p^2 + T_{e,m} p + 1)}{a_6 p^6 + a_5 p^5 + \dots + a_2 p^2 + a_1 p + 1}; \end{aligned}$$

$a_1, a_2, \dots, a_6, b_1$ – деякі коефіцієнти, що виражаються через сталі часу ланок системи ЕМП–Г–Д, причому $b_1 = T_k$.

Тоді

$$i(p) = W(p)u_{\text{вх}}(p). \quad (4.8)$$

Позначивши через $W_{\mu}(p) = k_{\mu}K_{\mu}(p)$ передавальну функцію по збуреному діянню μ , запишемо з урахуванням (4.8)

$$i(p) = W(p)u_{\text{вх}}(p) + W_{\mu}(p)\mu(p). \quad (4.9)$$

Припускаючи, що статичний опір у межах машинного часу залишається незмінним, тобто $\frac{d\mu}{dt} = 0$, з формули (4.9) одержимо

$$z(p) = pW(p)u_{\text{вх}}(p) = kp^2K(p)u_{\text{вх}}(p).$$

Таким чином, величина z не залежить від величини μ . Тому в подальших викладках будемо нею нехтувати.

Охопимо систему керування неодиначним зворотним зв'язком з невідомою передавальною функцією $W_x(p)$ (рис. 2).

Тоді

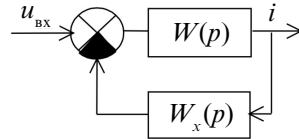


Рис. 2. Структурна схема системи керування з неодиначним зворотним зв'язком

$$z(p) = \frac{pW(p)}{1 + W(p)W_x(p)} u_{\text{вх}}(p) = \frac{kp^2K(p)}{1 + kpK(p)W_x(p)} u_{\text{вх}}(p). \quad (4.10)$$

Покажемо можливість вибору такої передавальної функції $W_x(p)$, щоб при стрибкоподібній зміні вхідної напруги $u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}} \cdot 1(t)$ стало значення $z(t)$ (буде позначено верхнім індексом "о") виявилось величиною сталою і рівною

$$z^o = \frac{1}{k_{\Pi}} U_{\text{вх}}, \quad (4.11)$$

де k_{Π} – масштабний коефіцієнт.

Нехай

$$W_x(p) = \frac{d_2 p^2 + d_1 p + d_0}{p(T_3 p + 1)}, \quad (4.12)$$

де T_3 – стала часу зворотного зв'язку; d_0 , d_1 , d_2 – деякі коефіцієнти.

Тоді, підставляючи (4.12) і $W(p)$ у формулу (4.10), одержимо

$$z(p) = \frac{N(p)}{M(p)} u_{\text{вх}}(p), \quad (4.13)$$

де

$$\begin{aligned} N(p) &= kp^2(b_1 p + 1)(T_3 p + 1); \\ M(p) &= (a_6 p^6 + \dots + a_2 p^2 + a_1 p + 1)(T_3 p + 1) + \\ &\quad + k(b_1 p + 1)(d_2 p^2 + d_1 p + d_0). \end{aligned}$$

Виберемо коефіцієнти d_0 , d_1 , d_2 і T_3 таким чином, щоб виконувалася тотожність

$$\begin{aligned} a_2 p^2 + (a_1 p + 1)(T_3 p + 1) + k b_1 p(d_1 p + d_0) + \\ + k(d_2 p^2 + d_1 p + d_0) = k k_{\text{п}} p^2. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових степенях оператора p , одержимо систему рівнянь:

$$\begin{aligned} a_2 + a_1 T_3 + k b_1 d_1 + k d_2 &= k k_{\text{п}}; \\ a_1 + T_3 + k b_1 d_0 + k d_1 &= 0; \\ 1 + k d_0 &= 0. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Оскільки число рівнянь менше числа невідомих, вважаємо величину T_3 заданою.

Розв'язуючи систему рівнянь (4.15), знаходимо

$$\begin{aligned} d_0 &= -\frac{1}{k}; \quad d_1 = -\frac{1}{k}(a_1 + T_3 - b_1); \\ d_2 &= k_{\text{п}} \left(1 - \frac{a_2 + a_1 T_3 - b_1(a_1 + T_3 - b_1)}{k k_{\text{п}}} \right) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Зазначимо, що другий член у дужках виразу d_2 набагато менший одиниці. Тому можна взяти $d_2 \approx k_{\Pi}$.

Підставимо вираз (4.14) у формулу (4.13). Тоді одержимо

$$z(p) = W_z(p) u_{\text{BX}}(p),$$

де

$$W_z(p) = \frac{k(b_1 p + 1)(T_3 p + 1) u_{\text{BX}}(p)}{p[(a_6 p^3 + a_5 p^2 + a_4 p + a_3)(T_3 p + 1) + a_2 T_3] + k p b_1 d_2 + k k_{\Pi}}.$$

При стрибкоподібній зміні вхідної напруги $u_{\text{BX}}(t) = U_{\text{BX}} \cdot 1(t)$ величина $z(t)$ змінюється з часом. Тому існує похідна

$$z'(p) = p W_z(p) u_{\text{BX}}(p),$$

де

$$z'(p) = \int_0^{\infty} z'(t) e^{-pt} dt; \quad u_{\text{BX}}(p) = \int_0^{\infty} U_{\text{BX}} 1(t) e^{-pt} dt = \frac{U_{\text{BX}}}{p}.$$

Оскільки значення $z(t)$ є сталим, то перейдемо до межі в записаному виразі при $p \rightarrow 0$:

$$\lim_{p \rightarrow 0} \int_0^{\infty} z'(t) e^{-pt} dt = \lim_{p \rightarrow 0} W_z(p) U_{\text{BX}}.$$

Звідси після відповідних перетворень будемо мати

$$z^o = \lim_{t \rightarrow \infty} z(t) = z(0) + \frac{U_{\text{BX}}}{k_{\Pi}}. \quad (4.17)$$

Нехай на початку періоду t_1 керуючий вплив змінився стрибком від нуля до $U_{\text{BX}1}$. Тоді, враховуючи початкову умову $z(0) = 0$, за формулою (4.17) знаходимо

$$z_1^o = \frac{1}{k_{\Pi}} U_{\text{BX}1}. \quad (4.18)$$

Таким чином, значення z_1^0 , що встановилося до кінця періоду t_1 , буде досягнуто.

Припустимо тепер, що на початку періоду t_2 керуючий вплив змінився стрибком від $+U_{\text{вх1}}$ до $-U_{\text{вх2}}$.

Позначимо сталі значення $z(t)$ для періоду t_2 через z_2^0 .

Тоді, враховуючи, що на початку періоду t_2 величина стрибка напруги $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}}$, за формулою (4.17) знаходимо

$$z_2^0 = z_1^0 - \frac{1}{k_{\Pi}}(U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}}).$$

Звідси з урахуванням (4.18), одержимо

$$z_2^0 = -\frac{1}{k_{\Pi}}U_{\text{вх2}}. \quad (4.19)$$

Таким чином, як для періоду t_1 , так і для періоду t_2 між сталими значеннями z і $U_{\text{вх}}$ існує прямо пропорційна залежність, що виражається формулами (4.18) і (4.19), які утворюють загальний вигляд (4.11).

Задаючи різні значення $u_{\text{вх}}$, можна одержати величини z , необхідні для реалізації оптимальної діаграми струму.

Визначимо тепер структуру і параметри блоку неединичного зворотного зв'язку.

Перепишемо формулу (4.12) для зворотного зв'язку у вигляді

$$W_x(p) = \frac{k_{\text{в.з}}p}{T_3p+1} - \frac{k'_{\text{д.з}}}{T_3p+1} - \frac{1}{kp(T_3p+1)}, \quad (4.20)$$

де $k_{\text{в.з}} = d_2 > 0$; $k'_{\text{д.з}} = -d_1 > 0$.

Аналіз цієї формули показує, що необхідний неединичний зворотний зв'язок може бути реалізований шляхом введення від'ємного зворотного зв'язку з передавальною функцією

$$W_{\text{в.з}}(p) = \frac{k_{\text{вз}}p}{T_3p+1}$$

і додатного зворотного зв'язку з передавальною функцією

$$W_{\text{д.з}}(p) = \frac{k'_{\text{д.з}}}{T_3 p + 1} + \frac{1}{k p (T_3 p + 1)}.$$

Структурна схема оптимального керування системою ЕМП–Г–Д з уведеними зворотними зв'язками показана на рис. 3.

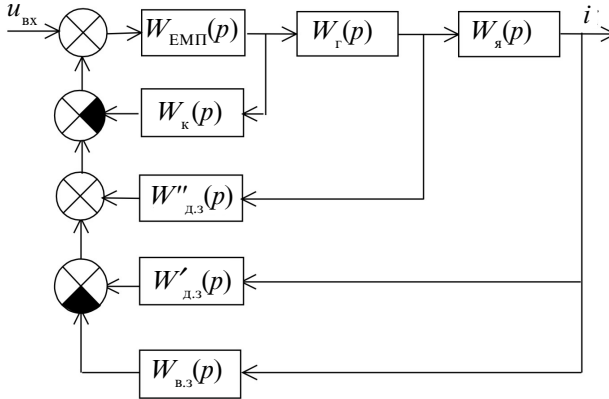


Рис. 3. Структурна схема оптимального керування системою ЕМП–Г–Д

Для простоти реалізації в ній використовуються два додатні зворотні зв'язки: один має як вхідну величину струм i , а другий – e_Γ . Відповідні цим зв'язкам передавальні функції з урахуванням формули (4.2) визначаються так:

$$W'_{\text{д.з}}(p) = \frac{k'_{\text{д.з}}}{T_3 p + 1}; \quad W''_{\text{д.з}}(p) = \frac{k_\gamma K_\gamma(p)}{k(T_3 p + 1)} = \frac{k''_{\text{д.з}} K_\gamma(p)}{T_3 p + 1},$$

де $k''_{\text{д.з}} = k_\gamma / k$.

Таким чином, побудована структурна схема оптимального керування системою ЕМП–Г–Д.

5. МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ПАРАМЕТРІВ КОРИГУВАЛЬНОЇ ЛАНКИ І НЕОДИНИЧНОГО ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Для розрахунку параметрів α_k і T_k коригувальної ланки зручно використовувати метод логарифмічних амплітудних характеристик (ЛАХ).

Передавальна функція розімкнутої системи без урахування неодиначного зворотного зв'язку в даному випадку визначається так:

$$W(p) = \frac{W_{\text{ох}}(p)}{1 + W_k(p)W_{\text{ох}}(p)} W_{\text{неох}}(p) = \frac{kp(T_k p + 1)}{a_6 p^6 + \dots + a_2 p^2 + a_1 p + 1}, \quad (5.1)$$

де $W_{\text{ох}}(p)$, $W_{\text{неох}}(p)$ – відповідно передавальні функції ланок, охоплених і неохоплених коригувальною ланкою.

З формул (5.1) і (4.7) видно, що коефіцієнти a_2 , a_1 і $b_1 = T_k$, а отже і параметри неодиначного зворотного зв'язку (4.20) залежать від параметрів коригувальної ланки. У той же час коригувальна ланка повинна бути вибрана з урахуванням наявності неодиначного зворотного зв'язку.

Щоб обійти труднощі, застосуємо наближену методику розрахунку.

Розімкнувши систему керування по каналу від'ємного зворотного зв'язку, запишемо такий вираз для комплексного коефіцієнта передачі розімкнутої системи:

$$W_{\text{роз}}(j\omega) = \frac{W(j\omega)k_{\text{в.з.}}j\omega}{(T_3 j\omega + 1)[1 - W(j\omega)W_{\text{д.з.}}(j\omega)]}, \quad (5.2)$$

де j – уявна одиниця; ω – кутова частота коливань.

Візьмемо до уваги, що $k_{\text{в.з.}} \approx k_{\text{п}}$.

Для розрахунку коригувальної ланки досить побудувати ЛАХ для області істотних частот. В області істотних і високих частот можна покласти

$$|1 - W(j\omega)W_{\text{д.з.}}(j\omega)| \approx 1.$$

Тоді наближений вираз для комплексного коефіцієнта передачі

(5.2) розімкнутої системи буде мати такий вигляд:

$$W_{\text{роз}}(j\omega) \approx \frac{k_{\text{п}} j\omega W(j\omega)}{T_3 j\omega + 1}.$$

Отже, можна рекомендувати наступну послідовність дій при розрахунку параметрів коригувальної ланки і неединичного зворотного зв'язку:

1. Вибираємо значення $k_{\text{п}}$ і T_3 таким чином, щоб досягалася необхідна швидкодія системи.

2. Будуємо ЛАХ розімкнутої нескоригованої системи керування без урахування додатного зворотного зв'язку.

Передавальна функція такої системи

$$W_{\text{нк}}(p) = W_{\text{ЕМП}}(p)W_{\Gamma}(p)W_{\text{я}}(p)W_{\text{в.з}}(p)$$

і відповідно комплексний коефіцієнт передачі

$$W_{\text{нк}}(j\omega) = W_{\text{ЕМП}}(j\omega)W_{\Gamma}(j\omega)W_{\text{я}}(j\omega)W_{\text{в.з}}(j\omega),$$

а ЛАХ визначається за формулою

$$L_{\text{нк}}(\omega) = L_{\text{ЕМП}}(\omega) + L_{\Gamma}(\omega) + L_{\text{я}}(\omega) + L_{\text{в.з}}(\omega).$$

3. Будуємо бажану ЛАХ $L_{\text{б}}(\omega)$ тільки в області істотних частот таким чином, щоб нахил її до злиття з $L_{\text{нк}}(\omega)$ був -20 дБ/дек, а частота зрізу ω_3 забезпечувала малий час регулювання (порядку $0,1$ с).

4. Будуємо ЛАХ ланок, неохоплених коригувальною ланкою.

Передавальна функція таких ланок системи має вигляд

$$W_{\text{неох}}(p) = W_{\Gamma}(p)W_{\text{я}}(p)W_{\text{в.з}}(p),$$

а відповідний цій передавальній функції комплексний коефіцієнт передачі

$$W_{\text{неох}}(j\omega) = W_{\Gamma}(j\omega)W_{\text{я}}(j\omega)W_{\text{в.з}}(j\omega).$$

Тому ЛАХ неохоплених ланок коригувальним елементом сис-

теми розраховується за формулою

$$L_{\text{неох}}(\omega) = L_{\Gamma}(\omega) + L_{\text{я}}(\omega) - L_{\text{в.з}}(\omega).$$

5. Знаходимо ЛАХ коригувальної ланки.

Скористаємося передавальною функцією скоригованої системи, розімкнутої по каналу від'ємного зворотного зв'язку:

$$W_{\text{ск}}(p) = \frac{W_{\text{ЕМП}}(p)}{1 + W_{\text{к}}(p)W_{\text{ЕМП}}(p)} W_{\text{неох}}(p).$$

Для даної передавальної функції комплексний коефіцієнт передачі

$$W_{\text{ск}}(j\omega) = \frac{W_{\text{ЕМП}}(j\omega)}{1 + W_{\text{к}}(j\omega)W_{\text{ЕМП}}(j\omega)} W_{\text{неох}}(j\omega).$$

У діапазоні частот, коли $|W_{\text{к}}(j\omega)W_{\text{ЕМП}}(j\omega)| \gg 1$, наближене значення $W_{\text{ск}}(j\omega) \approx \frac{W_{\text{неох}}(j\omega)}{W_{\text{к}}(j\omega)}$ і відповідно $L_{\text{ск}}(\omega) = L_{\text{неох}}(\omega) - L_{\text{к}}(\omega)$.

Звідси, беручи до уваги, що $L_{\text{ск}}(\omega) = L_{\text{б}}(\omega)$, знаходимо $L_{\text{к}}(\omega) = L_{\text{неох}}(\omega) - L_{\text{ск}}(\omega)$.

6. Визначаємо параметри $\alpha_{\text{к}}$ і $T_{\text{к}}$ коригувальної ланки.

7. Розраховуємо параметри неединичного зворотного зв'язку.

Для визначення параметрів неединичного зворотного зв'язку використовуємо формулу (5.1). У розглянутому випадку необхідні для розрахунку коефіцієнти визначаються за формулами

$$a_1 = T_{\text{о.к}} + T_{\text{к.з}} + T_{\Gamma} + T_{\text{е.м}} + T_{\text{к}} + k_{\text{ЕМП}}\alpha_{\text{к}}T_{\text{к}}; \quad b_1 = T_{\text{к}};$$

$$a_2 = T_{\text{о.к}}(T_{\text{к.з}} + T_{\Gamma} + T_{\text{е.м}}) + T_{\text{к}}(T_{\text{о.к}} + T_{\text{к.з}} + T_{\Gamma} + T_{\text{е.м}}) + \\ + T_{\text{к.з}}(T_{\Gamma} + T_{\text{е.м}}) + T_{\Gamma}T_{\text{е.м}} + k_{\text{ЕМП}}\alpha_{\text{к}}T_{\text{к}}(T_{\Gamma} + T_{\text{е.м}}).$$

Подальший розрахунок виконується за формулами (4.16).

Після визначення оптимальних параметрів системи керування доцільно виконати перевірочний розрахунок перехідного процесу за допомогою ПЕОМ.

6. РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ І ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ ОПТИМАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕМП-Г-Д

На рис. 4 наведена принципова схема оптимальної системи управління ЕМП, що використовується у схемі, має дві обмотки керування: ОУ1, яка служить для введення керуючого впливу, і

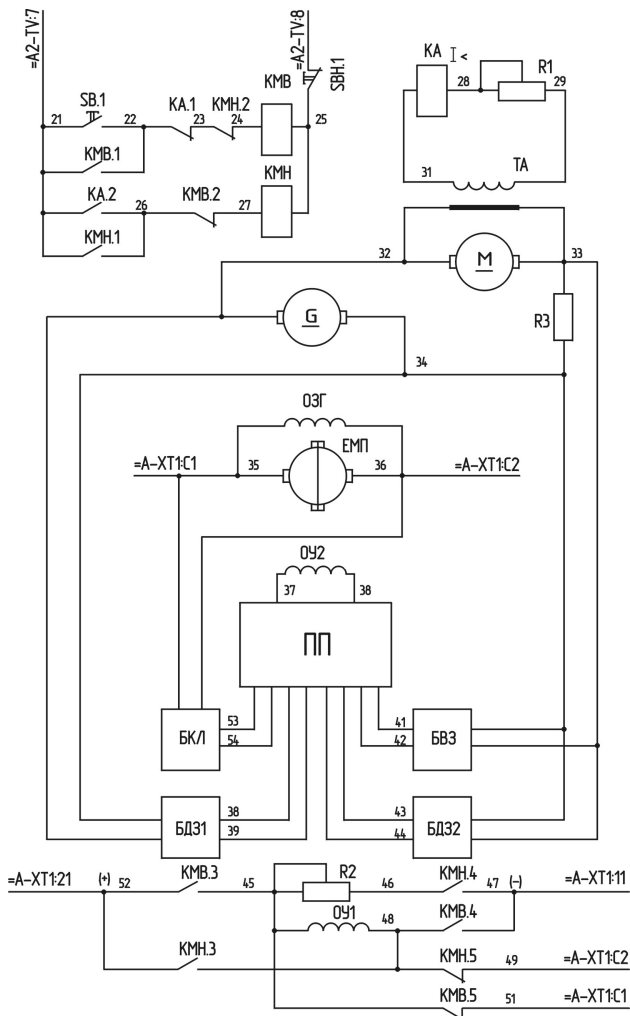


Рис. 4. Принципова схема оптимальної системи керування

ОУ2, включену на вихід підсумовуючого підсилювача ПП, на вхід якого надходять сигнали від неединичного зворотного зв'язку і блоку коригувальної ланки БКЛ. Неединичний зворотний зв'язок реалізується за допомогою блоків від'ємного (БВЗ) і додатних (БДЗ1 і БДЗ2) зворотних зв'язків. Величина динамічної складової струму якоря контролюється за допомогою реле КА, включеного через трансформатор ТА на напругу генератора.

Команда про цикл роботи схеми подається контактором SB.1 за допомогою кнопки "ПУСК"; після досягнення динамічної складової струму заданої величини за допомогою реле КА включається контактор КМН. Полярність і величина напруги, підведеної до обмотки ОУ1, змінюються стрибком. Задання необхідних значень напруги і динамічної величини струму на початку періоду часу t_2 здійснюється за допомогою опорів R_1 і R_2 . Команда про зупинку електропривода подається контактором SBH.1 за допомогою кнопки "СТОП".

Розрахунок параметрів оптимальної системи керування виконуємо в такій послідовності.

Розрахунок коефіцієнтів передавальних функцій елементів схеми

1. Електромеханічна стала часу електропривода

$$T_{\text{е.м}} = \frac{JR}{k_{\text{е}}k_{\text{м}}} = \frac{0,0548 \cdot 2,44}{1,15^2} = 0,101 \text{ с},$$

де

$$R = R_{\text{д}} + R_{\text{г}} = 1,21 + 1,23 = 2,44 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{д}} = 0,94 + 0,27 = 1,21 \text{ Ом}; \quad R_{\text{г}} = 1,0 + 0,23 = 1,23 \text{ Ом};$$

$$k_{\text{е}} = k_{\text{м}} = \frac{M_{\text{н.д}}}{I_{\text{н.д}}} = \frac{14,0}{12,2} = 1,15 \text{ Н} \cdot \text{м/А}.$$

2. Коефіцієнт підсилення головного ланцюга якоря

$$k_{\text{я}} = \frac{T_{\text{е.м}}}{R} = \frac{0,101}{2,44} = 0,0414.$$

3. Електромагнітна стала часу головного ланцюга якоря

$$T_{\text{я}} = \frac{L}{R} = \frac{0,127}{2,44} = 0,052 \approx 0 \text{ с},$$

де

$$L = L_{\text{д}} + L_{\text{г}} = 0,0673 + 0,0595 = 0,127 \text{ Гн};$$

$$L_{\text{д}} = \frac{5,6U_{\text{н.д}}}{pn_{\text{н.д}}I_{\text{н.д}}} = \frac{5,6 \cdot 220}{1 \cdot 1500 \cdot 12,2} = 0,0673 \text{ Гн};$$

$$L_{\text{г}} = \frac{5,6U_{\text{н.г}}}{pn_{\text{н.г}}I_{\text{н.г}}} = \frac{5,6 \cdot 230}{1 \cdot 2850 \cdot 7,6} = 0,0595 \text{ Гн}.$$

4. Коефіцієнт підсилення генератора

$$k_{\text{г}} = \frac{c_{\text{г}}}{R_{\text{з.г}}} = \frac{593}{345} = 1,72 ,$$

де

$$c_{\text{г}} = \frac{E_{\text{н.г}}}{I_{\text{н.з.г}}} = \frac{239}{0,404} = 593 \text{ В/А};$$

$$E_{\text{н.г}} = U_{\text{н.г}} + R_{\text{г}}I_{\text{н.г}} = 230 + 1,23 \cdot 7,6 = 239 \text{ В}.$$

5. Електромагнітна стала часу генератора

$$T_{\text{г}} = \frac{L_{\text{з.г}}}{R_{\text{з.г}}} = \frac{184}{345} = 0,533 \text{ с},$$

де

$$L_{\text{з.г}} = 2,3pw_{\text{з.г}} \frac{\Phi_{\text{н.г}}}{I_{\text{н.з.г}}} = 2,3 \cdot 1 \cdot 3250 \cdot 2 \frac{0,00498}{0,404} = 184 \text{ Гн};$$

$$\Phi_{\text{н.г}} = \frac{E_{\text{н.г}}}{c_{\text{е}}\omega_{\text{н.г}}} = \frac{239}{161 \cdot 298} = 0,00498 \text{ Вб};$$

$$c_{\text{е}} = \frac{pN}{2\pi a} = \frac{1 \cdot 1008}{2 \cdot 3,14 \cdot 1} = 161; \quad \omega_{\text{н.г}} = \frac{\pi n_{\text{н.г}}}{30} = \frac{3,14 \cdot 2850}{30} = 298 \text{ рад/с};$$

$$N = 2w_{\text{я.г}} = 2 \cdot 504 = 1008 .$$

6. Коефіцієнт підсилення і сталі часу ЕМП.

Вибираємо за довідковими даними [2] $k_{\text{ЕМП}} = 400$, $T_{\text{о.к}} = 0,03$ с,
 $T_{\text{к.з}} = 0,43$ с.

7. Коефіцієнт підсилення розімкнутої системи керування

$$k = k_{\text{ЕМП}} k_r k_{\text{я}} = 400 \cdot 1,72 \cdot 0,0414 = 28,5.$$

Розрахунок коефіцієнта коригувальної ланки

1. Візьмемо $kk_{\Pi} = 50$, $T_3 = 0,01$ с. Знаходимо спряжені частоти:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_r} = \frac{1}{0,533} = 1,88 \text{ с}^{-1}; \quad \omega_2 = \frac{1}{T_{\text{к.з}}} = \frac{1}{0,43} = 2,338 \text{ с}^{-1};$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_{\text{е.м}}} = \frac{1}{0,101} = 9,90 \text{ с}^{-1}; \quad \omega_4 = \frac{1}{T_{\text{о.к}}} = \frac{1}{0,03} = 33,3 \text{ с}^{-1};$$

$$\omega_5 = \frac{1}{T_3} = \frac{1}{0,01} = 100 \text{ с}^{-1}$$

– і будуємо ЛАХ нескоригованої системи $L_{\text{н.к}}(\omega)$ (рис. 5).

2. Візьмемо частоту зрізу $\omega_3 \approx 80 \text{ с}^{-1}$ і будуємо бажану ЛАХ $L_{\text{б}}(\omega)$ тільки в області істотних частот з нахилом – 20 дБ/дек до злиття з ЛАХ нескоригованої системи $L_{\text{н.к}}(\omega)$.

3. Будуємо ЛАХ $L_{\text{неох}}(\omega)$ ланок, неохоплених коригувальною ланкою.

4. Знаходимо ЛАХ коригувальної ланки $L_{\text{к}}(\omega)$.

5. Визначаємо по ЛАХ $L_{\text{к}}(\omega)$ коригувальної ланки сталу часу
 $T_{\text{к}} = T_3 = 1/\omega_5 = 0,01$ с і параметр $\alpha_{\text{к}}$:

$$\begin{aligned} \lg \alpha_{\text{к}} &= \frac{a}{20} + 0,5 \lg(1 + T_{\text{к}}^2 \omega_3^2) - \lg(T_{\text{к}} \omega_3) = \frac{7}{20} + \\ &+ 0,5 \lg(1 + 0,01^2 \cdot 80^2) - \lg(0,01 \cdot 80) = 0,5543; \\ \alpha_{\text{к}} &= 3,58; \end{aligned}$$

де $a = 7$ дБ – величина, знайдена за рис. 5.

Розрахунок параметрів неодиначного зворотного зв'язку

1. Коефіцієнти a_1 , a_2 , b_1 , k_{Π} :

$$a_1 = T_{o.k} + T_{k.3} + T_{\Gamma} + T_{e.m} + T_k + k_{\text{ЕМП}} \alpha_k T_k = 0,03 + 0,43 + 0,533 + 0,101 + 0,01 + 400 \cdot 3,58 \cdot 0,01 = 15,42 \text{ с};$$

$$a_2 = T_{o.k} (T_{k.3} + T_{\Gamma} + T_{e.m}) + T_k (T_{o.k} + T_{k.3} + T_{\Gamma} + T_{e.m}) + T_{k.3} (T_{\Gamma} + T_{e.m}) + T_{\Gamma} T_{e.m} + k_{\text{ЕМП}} \alpha_k T_k (T_{\Gamma} + T_{e.m}) = 0,03 \cdot (0,43 + 0,533 + 0,101) + 0,01(0,03 + 0,43 + 0,533 + 0,101) + 0,43(0,533 + 0,101) + 0,533 \cdot 0,101 + 400 \cdot 3,58 \cdot 0,01(0,533 + 0,101) = 9,45 \text{ с}^2;$$

$$b_1 = T_k = 0,01 \text{ с};$$

$$k_{\Pi} = \frac{50}{k} = \frac{50}{28,5} = 1,75.$$

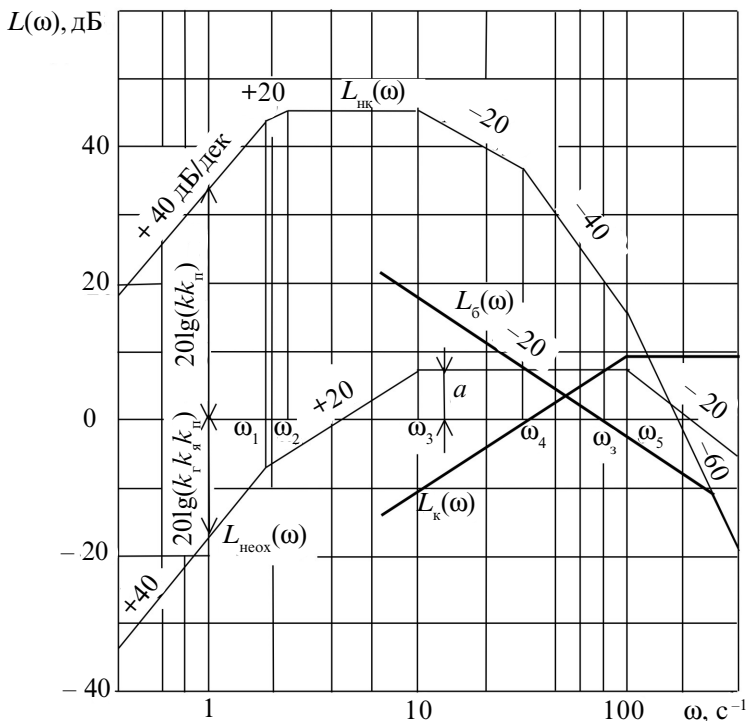


Рис. 5. Логарифмічні амплітудні характеристики системи

2. Параметри неодиначного зворотного зв'язку:

$$k_{\text{в.з}} = k_{\Pi} \left(1 - \frac{a_2 + a_1 T_3 - b_1 (a_1 + T_3 - b_1)}{k k_{\Pi}} \right);$$

$$k_{\text{в.з}} = 1,75 \left(1 - \frac{9,45 + 15,42 \cdot 0,01 - 0,01(15,42 + 0,01 - 0,01)}{50} \right) = 1,42;$$

$$k'_{\text{д.з}} = \frac{1}{k} (a_1 + T_3 - b_1) = \frac{1}{28,5} (15,42 + 0,01 - 0,01) = 0,541;$$

$$k''_{\text{д.з}} = \frac{k_{\text{я}}}{k} = \frac{0,0414}{28,5} = 0,00145.$$

Перевірочний розрахунок перехідного процесу

1. Задаємося стрибкоподібною зміною вхідної напруги $U_{\text{вх1}} = 220 \text{ В}$ і, використовуючи формулу (4.18) і вираз $z_1^0 = \frac{i_{\text{max}}}{t_1}$ для сталого значення похідної $z = \frac{di}{dt}$ до кінця періоду t_1 , знаходимо

$$t_1 = \frac{2I_{\text{н.д}} k_{\Pi}}{U_{\text{вх1}}} = \frac{2 \cdot 12,2 \cdot 1,75}{220} = 0,19 \text{ с.}$$

2. Задаємося тривалістю часу гальмування $t_2 = t_1$ і, скориставшись формулами (4.18), (4.19) і виразом $z_2^0 = -\frac{|i_{\text{max}}| + |i_{\text{min}}|}{T - t_1 - t_3}$ для сталого значення величини z до кінця періоду t_2 , визначаємо напругу

$$U_{\text{вх2}} = -\frac{2t_1}{T - 2t_1} U_{\text{вх1}} = -\frac{2 \cdot 0,19}{2 - 2 \cdot 0,19} \cdot 220 = -51,6 \text{ В.}$$

Залежність струму якоря i від часу t оптимальної системи керування за час циклу $t_{\Pi} = 3 \text{ с}$, що відповідає вхідним напругам $U_{\text{вх1}}$ і $U_{\text{вх2}}$, наведена на рис. 6. Вона отримана на ПЕОМ за допомогою

широко розповсюдженого пакета "CIAM" і підтверджує стійкість процесу регулювання струму якоря спроектованої оптимальної системи керування.

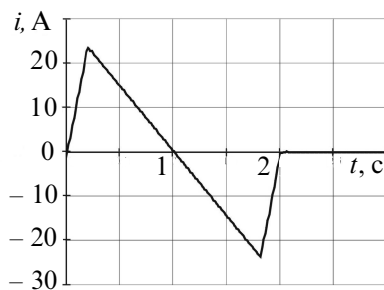


Рис. 6. Залежність струму якоря i від часу t системи оптимального керування за час циклу $t_{\text{ц}} = 3 \text{ с}$

ВИКОРИСТАНА ЛІТЕРАТУРА

1. *Блінцов В.С., Кінаш А.Т., Хлопенко М.Я.* Основні методи оптимального керування електромеханічних систем: Навчальний посібник. – Миколаїв: УДМТУ, 2002. – 44 с.
2. *Михайлов В.С., Мусин Е.А.* Электромашинные усилители в судовых системах автоматического управления. – Л.: Судостроение, 1967. – 228 с.
3. *Петров Ю.П.* Вариационные методы теории оптимального управления. – Л.: Энергия, 1977. – 280 с.
4. *Смольников Л.П.* Использование неединичной обратной связи при построении систем оптимального управления электроприводами // Электромеханика. – 1961. – № 7. – С. 41–49.
5. Судовые электроприводы: Справочник / *А.П. Богословский, Е.М. Певзнер, И.Р. Фрейдзон, А.Г. Яуре.* – 2-е изд., перераб. и доп.: В 2 т. – Л.: Судостроение, 1983. – Т. 1. – 352 с.

ЗМІСТ

Завдання	3
1. Визначення оптимального струму електродвигуна незалежного збудження варіаційним методом	5
2. Оцінка зміни нагріву двигуна при відхиленні від оптимуму струму якоря	9
3. Вибір оптимального передаточного числа редуктора, потужності електродвигуна, генератора та електромашинного підсилювача за оптимальною діаграмою струму якоря	12
4. Побудова структурної схеми оптимального керування електродвигуном ЕМП–Г–Д	20
5. Методика розрахунку параметрів коригувальної ланки і неодиначного зворотного зв'язку	30
6. Розрахунок параметрів і перехідного процесу оптимальної системи керування ЕМП–Г–Д	33
Використана література	40

БЛІНЦОВ Володимир Степанович
ХЛОПЕНКО Микола Якович
КІНАШ Анатолій Тимофійович
ХОДЖИ МОНІРІ Мохаммад Хоссейн

РОЗРАХУНОК І ПРОЕКТУВАННЯ СТАБІЛІЗУЮЧОЇ СИСТЕМИ ОПТИМАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Методичні вказівки до курсового та дипломного проектування

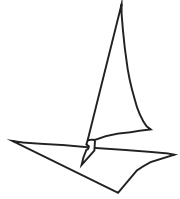
Видавництво УДМТУ, 54002, м. Миколаїв, вул. Скороходова, 5
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до Державного реєстру
видавців, виготівників і розповсюджувачів видавничої продукції
ДК № 1150 від 12.12.2002 р.

Редактор І.Ю. Цицюра
Комп'ютерна правка та верстка Н.В. Чудновцева
Коректор Н.О. Шайкіна

Підписано до друку 01.09.03. Формат 60×84/16. Папір офсетний.
Ум. друк. арк. 2,4. Обл.-вид. арк. 2,6. Тираж 150 прим.
Вид. № 14. Зам. № 230. Ціна договірна.



ВИДАВНИЦТВО УКРАЇНСЬКОГО
ДЕРЖАВНОГО МОРСЬКОГО
ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ



Шановні панове!

Запрошуємо Вас ознайомитись з можливостями книжкового видавництва, висококваліфіковані спеціалісти якого забезпечать оперативне та якісне виконання замовлення будь-якого рівня складності.

Наш головний принцип – задовольнити потреби замовника в повному комплексі поліграфічних послуг, починаючи з розробки та підготовки оригіналу-макета, що виконується на базі IBM PC, і закінчуючи друком на офсетних машинах.

Крім цього, ми маємо повний комплекс післядрукарського обладнання, що дає можливість виконувати:

- ✓ аркушепідбір;
- ✓ брошурування на скобу, клей;
- ✓ порізку на гільйотинах;
- ✓ ламінування.

Видавництво також оснащено сучасним цифровим дублюкатором фірми "Duplo" формату А3, що дає можливість тиражувати зі швидкістю до 130 копій за хвилину.

Для постійних клієнтів – гнучка система знижок.

Отже, якщо вам потрібно надрукувати ***підручники, книги, брошури, журнали, каталоги, рекламні листівки, прайс-листи, бланки, візитні картки***, – ми до Ваших послуг.

© Український державний морський технічний університет

✉ Україна, 54002, м. Миколаїв, вул. Скороходова, 5,

видавництво УДМТУ

☎ 8(0512) 37-33-42; 39-81-46, 39-73-39, fax 8(0512) 42-46-52;

E-mail: publishing@usmtu.edu.ua



ДЛЯ НОТАТОК