

УДК 62-83(071)

О.Ю. Лозинський, Б.Г. Бойчук

Національний університет “Львівська політехніка”

СИНТЕЗ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ З ВРАХУВАННЯМ УМОВИ ПРОСТОТИ НАЛАГОДЖЕННЯ

© Лозинський О.Ю., Бойчук Б.Г., 2003

Розроблена методика системного підходу до розв’язання задач структурно-параметричного синтезу з врахуванням простоти експериментального налагодження. Одержані результати дозволили узагальнити на єдиній основі методику синтезу деяких існуючих варіантів електроприводів, а також дали можливість отримати деякі нові рішення.

The method of a system approach to solution of the structural-parameter synthesis task is developing, which take into account the simplicity of an experimental adjustment. The obtained results gives possibility to generalize from a common base the method of synthesis of the some existing variant of electric drives and to obtain some new solution.

Постановка проблеми. Вважається усталеним, що синтез має в загальному складатися з двох етапів – синтез з елементів, які забезпечують вимоги до статички, та синтез засобів для забезпечення потрібних динамічних властивостей системи. При цьому кожен з цих етапів, в свою чергу, ділиться на структурну та параметричну складові синтезу. Цей підхід – від простішого до складнішого – повторює в певній мірі історію розвитку систем автоматики. Його недоліки – недостатня узагальнювальність результатів, а також те, що низка окремих варіантів розв’язків можуть бути втрачені. Тому доцільним є застосування системного підходу – від загального до окремого, – коли розглядається ціла система варіантів розв’язків.

Аналіз останніх досягнень і публікацій. Елементна база сучасної схемотехніки при наявних досить високих коефіцієнтах підсилення перетворювачів в принципі дозволяє реалізувати регулятори практично будь-якої складності, яка може вимагатися в реальних електроприводах. Але параметри заданої частини системи відомі досить наближено, тому розраховані по них значення варіюваних параметрів регуляторів необхідно підналагоджувати експериментально. В одноконтурній системі регулювання з послідовним регулятором наявність у регуляторі більше трьох варіюваних параметрів робить процедуру експериментального налагодження важкою і неоднозначною, що утруднює використання таких систем або взагалі робить їх практичне застосування недоцільним. Тому важливо, щоб для синтезованої системи існувала однозначно визначена програма налагодження як послідовність елементарних кроків, на кожному з яких налаштовується один-два варіюваних параметри. Отже, важливою умовою, яку можна висувати до системи, що підлягає синтезу, та впливати на вибір варіанта рішення, є простота експериментального налагодження її варіюваних параметрів. У цьому сенсі в теорії і практиці електроприводів якісний стрибок стався з розробкою і впровадженням систем підпорядкованого регулювання [1, 2]. Їхня перевага пояснюється тим, що їх побудова у вигляді багатоконтурної структури дозволяє налаштовувати бажані динамічні показники системи шляхом поконтурного,

контур за контуром, налагодження. Системи підпорядкованого регулювання не позбавлені деяких недоліків, зокрема, той, що їх контури не можуть перетинатися.

Постановка задачі. На основі наведеного вище ставиться задача розробки системного підходу до синтезу автоматизованих електроприводів будь-якої структури з урахуванням простоти їх експериментального налагодження та застосування цього підходу до синтезу електроприводів постійного струму.

Виклад основного матеріалу. Системний підхід при синтезі систем регулювання будемо розуміти в наступному. Для заданого об'єкта утворюється повна структурна схема, яка об'єднує всі можливі часткові варіанти розв'язків як в структурному, так і в параметричному плані. Для зменшення кількості варійованих параметрів без втрати загальності розв'язку ті варіанти, які одержуються один з одного шляхом структурних перетворень, замінюються одним, таким, з якого всі інші одержуються однозначно. У цьому відношенні перевага надається варіантам з паралельною корекцією. Для забезпечення впливу варійованих параметрів на всі коефіцієнти передавальної функції в прямі та зворотні зв'язки системи, крім пропорційної, можуть також вводитися інтегровальні та диференціальні складові потрібних порядків. Розробимо принцип розбиття системи будь-якої структури на підсистеми з покроковим їх налаштуванням. Нехай передавальна функція (ПФ) такої системи має вигляд

$$W(s) = \frac{1}{A_n s^n + A_{n-1} s^{n-1} + \dots + 1}. \quad (1)$$

Тут коефіцієнти A_i є функціями від варійованих параметрів. Зобразимо цю ПФ в такому вигляді:

$$W(s) = \frac{1}{A_1 s \left(\frac{A_2}{A_1} s \left(\frac{A_3}{A_2} s \dots \left(\frac{A_n}{A_{n-1}} s + 1 \right) + 1 \right) \dots + 1 \right) + 1} = \frac{1}{T_{n-1} s (T_{n-2} s (\dots (T_0 s + 1) + 1) \dots) + 1}. \quad (2)$$

Поставимо задачу забезпечення налагодження системи почерговим налагодженням тих її підсистем, які виділені в знаменнику ПФ (2) відповідними парами дужок. У загальному випадку, для будь-якої структури, такі підсистеми можуть реально не існувати, а навіть якщо і існують, то не можуть бути відокремлені від всієї системи. Пропонується для налагодження вихідних координат цих підсистем утворити їх на час налагодження за допомогою певної побудованої структури, принцип утворення якої зрозумілий з рис. 1.

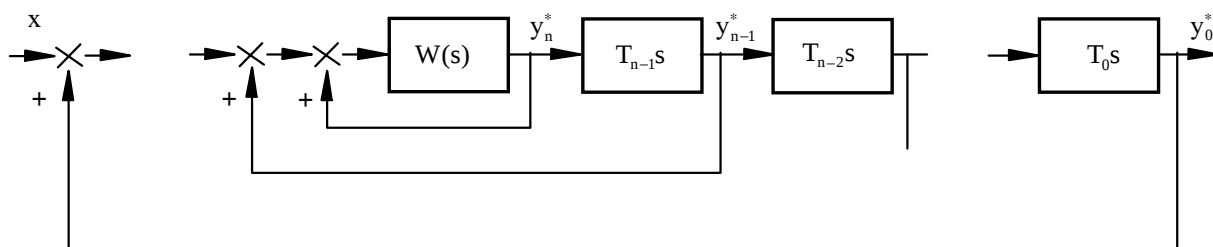


Рис. 1. Виділення уявних налаштувальних контурів системи

Вихідна координата y_{n-1} передостанньої підсистеми утворюється введенням додатного зворотного зв'язку (ЗЗ), який компенсує вільний член знаменника ПФ, і приєднанням до виходу y_n диференціальної ланки $T_0^* s$, де T_0^* – еталонне значення сталої часу T_0 . Далі варійованим параметром коефіцієнта A_1 добиваються рівності $T_0 = T_0^*$. І так далі для всіх

інших уявних проміжних координат. Тобто налаштування відбувається по статичних коефіцієнтах підсилення підсистем, від зовнішньої до внутрішньої. Воно вимагає наявності n диференціаторів, що є суттєвим недоліком. Якщо налагодження робити за перехідними функціями, починаючи від внутрішніх контурів, і за початковий взяти контур другого порядку, то кількість диференціювальних ланок зменшиться на 2. Для електропривода керований перетворювач-двигун, який має третій порядок, побудована структура обмежиться самим лише додатним ЗЗ за вихідною координатою. Отже, за допомогою такої побудованої схеми може бути налаштована система будь-якої структури. Налаштування кожної з них відбувається за певною ознакою, яку назвемо налаштувальною. З переходом до налаштування наступної підсистеми в ній має з'явитися хоча б один новий варійований параметр. Якщо стала часу T_0 не має варійованих параметрів, то її пропонується назвати сталою часу власної інерційності системи. Недоліком цього способу є необхідність побудови додаткової структури до системи при її налагодженні. При відомій конкретній структурі системи можливими є варіанти, коли налаштувальні контури можна сформувати реально в самій системі, без потреби налагоджувальної структури. Нехай система складається з послідовно з'єднаних ланок з ПФ $W_{n-1}(s)$ і $W_n(s)$, як показано на рис. 2 (суцільні лінії і через розрив).

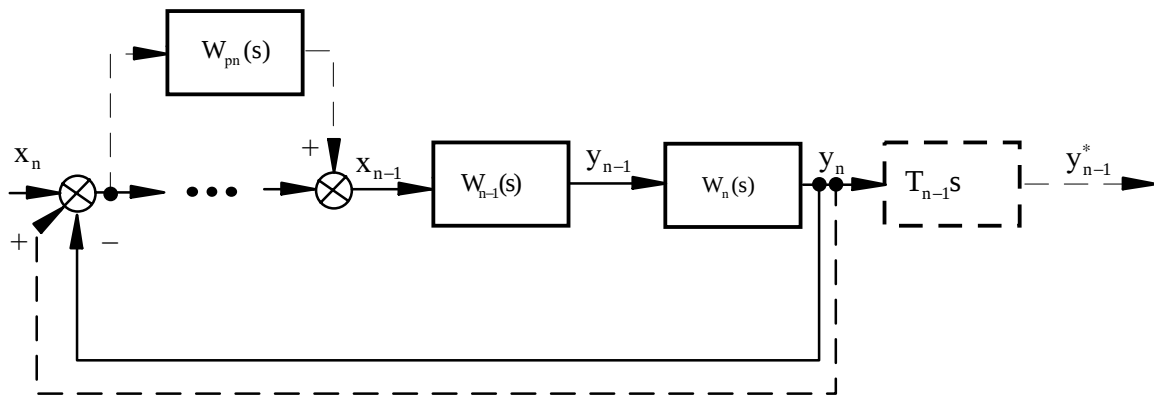


Рис. 2. Виділення внутрішнього налагоджувального контуру

Добудуємо до цієї структури перші налагоджувальні елементи – додатний зворотний зв'язок та диференціювальну ланку (пунктирні лінії) для виділення уявної проміжної налаштувальної координати y_{n-1}^* . Поставимо завдання замінити цю координату реальною координатою y_{n-1} . Якщо $W_n(s)$ не є інтегрувальною ланкою, то передавальні функції координат y_{n-1}^* і y_{n-1} відносно спільного завдання x_n не будуть однаковими. Але якщо для координати y_{n-1} організувати окремий вхід x_{n-1} через регулятор $W_{pn}(s)$, то з умови рівності ПФ цих координат відносно відокремлених таким чином входів одержимо ПФ регулятора

$$W_{pn}(s) = \frac{1}{T_{n-1}sW_n(s)}. \quad (3)$$

Отже, побудовану налагоджувальну структуру можна використовувати не обов'язково за кінцевим її призначенням, а як допоміжний, проміжний етап для синтезу реальних регуляторів системи, що підлягає синтезові, і в цьому випадку наявність у цій системі диференціювальних ланок не є недоліком.

Розглянемо задачу синтезу електропривода керований перетворювач – двигун. Завданням синтезу є одержання варіантів САК, які забезпечують потрібні статичні та

динамічні показники регулювання координат. На основі структури об'єкта утворена мінімально повна структурна схема САК (рис. 3 без інтегрувального регулятора та пов'язаних з ним елементів) і повна структурна схема (весь рис. 3). В узагальненні 33 $K(s)$ вводимо пропорційну K та диференціювальну $K's$ складові. Для мінімально повної структури вираз для швидкості одержується у вигляді

$$c\omega = \alpha_1 \frac{U_3 - \frac{I_c R}{\alpha_2} \left[\frac{\alpha_2}{K_{\Pi}} \frac{T_{\Pi}^* T_{\text{я}}}{T_0} s(T_0 s + 1) + 1 \right]}{T_{\text{ш}} s(T_c s(T_0 s + 1) + 1) + 1}, \quad (4)$$

де

$$\begin{aligned} T_0 &= \frac{T_{\Pi}^* T_{\text{я}}}{T_{\Pi}^* + T_{\text{я}}(1 + K_{\Pi} K_{\text{H}}) + K_{\Pi} K_{\text{c}}'}; & T_c &= T_{\text{M}} \frac{T_{\Pi}^* + T_{\text{я}}(1 + K_{\Pi} K_{\text{H}}) + K_{\Pi} K_{\text{c}}'}{T_{\Pi}^{**} + T_{\text{M}}[1 + K_{\Pi}(K_{\text{H}} + K_{\text{c}})]}; \\ \alpha_1 &= \frac{K_{\Pi}}{1 + K_{\Pi}(K_{\text{H}} + K_{\text{ш}})}; & T_{\text{ш}} &= \frac{T_{\Pi}^{**} + T_{\text{M}}[1 + K_{\Pi}(K_{\text{H}} + K_{\text{c}})]}{1 + K_{\Pi}(K_{\text{H}} + K_{\text{ш}})}; & T_{\Pi}^* &= T_{\Pi} + K_{\Pi} K_{\text{H}}'; \\ T_{\Pi}^{**} &= T_{\Pi} + K_{\Pi} K_{\text{ш}}'; & \alpha_2 &= \frac{K_{\Pi}}{1 + K_{\Pi}(K_{\text{H}} + K_{\text{c}})}. \end{aligned}$$

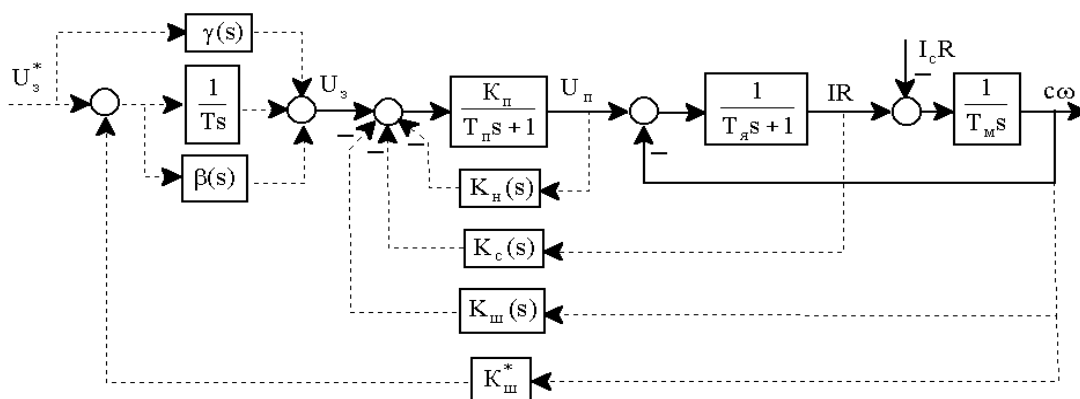


Рис. 3. Повна структурна схема САК

Прирівнявши ПФ (4) до бажаної, одержимо систему рівнянь з невідомими варійованими параметрами. При цьому контур струму буде лише проміжним елементом для налаштування системи регулювання швидкості. Для випадків, коли в САК має бути виділена підсистема регулювання струму, записуємо ПФ струму від завдання і прирівнюємо її до бажаної $W(s) = \alpha_c / (a_1 T_0^2 s^2 + a_1 T_0 s + 1)$. Базовими величинами беремо усталене значення струму $I_{\text{м}}$ в перехідному режимі пуску без навантаження при дії максимального завдання $U_{\text{зmax}}$ і коефіцієнт підсилення замкнутого контуру струму $\alpha_c = I_{\text{м}} R / U_{\text{зmax}}$. У результаті одержуємо таку систему рівнянь:

$$K_{\text{H}} + K_{\text{ш}} = -\frac{1}{K_{\Pi}}; \quad K_{\text{H}}' = \frac{a_1 T_0^2}{\alpha_c T_{\text{я}}} - \frac{T_{\Pi}}{K_{\Pi}};$$

$$K_c' - K_{ш} T_{я} = \frac{a_1 T_0}{\alpha_c} \left(1 - \frac{T_0}{T_{я}}\right); \quad K_c - K_{ш} + \frac{K_{ш}'}{T_M} = \frac{1}{\alpha_c} \left(1 - \frac{a_1 T_0^2}{T_{я} T_M}\right) \quad (5)$$

При $K_{ш}'=0$ маємо $\alpha_c = K_{п} a_1 T_0^2 / T_{п} T_{я}$. Ввівши поняття коефіцієнта форсування $K_{ф} = U_{з\max} / U_{зн}$, одержуємо

$$K_{ф} = \frac{I_m R}{K_{п} U_{зн}} \frac{T_{п} T_{я}}{a_1 T_0^2} = \frac{\lambda i_n T_{п} T_{я}}{a_1 T_0^2}, \quad \text{де } \lambda = \frac{I_m}{I_n}, \quad i_n = \frac{I_n R}{U_n}. \quad (6)$$

При пуску усталене значення струму двигуна від дії завдання і збурення буде

$$IR = \frac{K_{п} T_M U_{з\max}}{T_M [1 + K_{п} (K_c + K_n)] + T_{п}^{**}} + \frac{I_c R T_{п}^{**}}{T_M [1 + K_{п} (K_c + K_n)] + T_{п}^{**}} \quad (7)$$

Динамічна похибка струму на підставі виразів (5) і (7)

$$\delta = \frac{I_{\text{стоп}} - I_m}{I_{\text{стоп}}} = \frac{a_1 T_0^2 T_{п}^{**}}{T_{п}^{*} T_{я} T_M}; \quad \delta = \frac{a_1 T_0^2}{T_{я} T_M} \quad - \text{при } K_{ш}'=0. \quad (8)$$

Аналіз співвідношень (4), (5), (7)–(8) дозволяє виявити властивості кожного узагальненого варійованого параметра для варіантів систем з паралельною корекцією. Перейдемо до послідовної корекції. Замінімо у варіантах з $K_{ш}=0$ узагальнені параметри K_n , K_n' , K_c' дією одного послідовного регулятора струму (РС). При врахуванні і неврахуванні внутрішнього ЗЗ за ЕРС двигуна відповідно матимемо повний і спрощений варіанти регулятора:

$$W_{pc}^*(s) = \frac{(T_{п}s + 1)}{T_{п}s} \cdot \frac{T_M s (T_{я}s + 1) + 1}{\frac{T_{я} T_M}{T_0} s (T_0 s + 1) + 1}; \quad W_{pc}(s) = \frac{(T_{п}s + 1)}{\frac{T_{п} T_{я}}{T_0} s} \cdot \frac{(T_{я}s + 1)}{(T_0 s + 1)}. \quad (9)$$

Для систем Г-Д спрощений варіант РС слід використовувати в повному вигляді, а для ТП-Д його можна ще більше спростити, прийнявши для цього $T_0 = T_{п}$. Тоді будемо мати $W_{pc}(s) = (T_{я}s + 1) / T_{я}s$. Динамічна похибка струму у варіантах з послідовною корекцією відповідно буде:

$$\delta_{\text{пос}} = \frac{a_1 T_0}{T_M + a_1 T_0 \left(1 - \frac{T_0}{T_{я}}\right)}, \quad \delta_{\text{пос}}^* = \frac{a_1 T_0}{T_M + a_1 T_0}.$$

Доповнивши оптимізований контур струму від'ємним ЗЗ за швидкістю, одержуємо контур швидкості (статичне регулювання). При одиничному регуляторі швидкості (РШ) необхідний з умов оптимізації ($T_{ш} = a_1 a_2 T_c$) коефіцієнт ЗЗ $K_{ш1} = T_M / a_1 a_2 \alpha_c T_0^2$. Рівняння статичної електромеханічної характеристики:

$$c\omega = c\omega_0 - \frac{a_1 a_2 T_0}{T_M} I_c R (1 - \delta),$$

де величина δ для всіх варіантів корекції визначається за виразом (8). Якщо $K_{ш}'=0$, то залежність статичного спаду швидкості від T_0 має екстремум – максимум, – при $T_{0e} = \sqrt{T_{я} T_M / 3 a_1}$. Астатичну систему регулювання швидкості одержуємо, використовуючи повну структуру рис. 3. Тут рівняння динамічної швидкісної характеристики має вигляд

$$c\omega = \frac{1}{K_{ш}^*} \frac{U_3 [(\beta + \gamma) T_s + 1] - \frac{I_c R}{\alpha_c} T_s (a_1 T_0^2 s^2 + a_1 T_0 s + 1 - \delta)}{\beta T_s \left\{ \frac{T_M}{\alpha_c K_{ш}^*} s [a_1 T_0 s (T_0 s + 1) + 1] + 1 \right\} + 1}.$$

Якщо бажаною є ПФ без нулів, тоді $\gamma + \beta = 0$. Задаючись величиною $K_{ш}^*$, оптимізацію одержимо при

$$\beta = \frac{T_M}{a_1 a_2 T_0 \alpha_c K_{ш}^*}, \quad \gamma = -\beta; \quad T = \frac{a_1^2 a_2^2 a_3 T_0^2}{T_M} \alpha_c K_{ш}^*.$$

Якщо ПФ має нулі, то краще їх не компенсувати, а використати для підвищення швидкодії. Візьмемо ПФ з нулями як бажану. Тоді $\gamma(s) = \gamma + \gamma's$ і параметри системи будуть

$$\beta = \frac{T_M}{4T_0 \alpha_c K_{ш}^*}, \quad T = \frac{32T_0^2}{T_M} \alpha_c K_{ш}^*, \quad \gamma = -0,1 \frac{T_M}{T_0 \alpha_c K_{ш}^*}, \quad \gamma' = 0,353 \frac{T_M}{\alpha_c K_{ш}^*}.$$

Якби контур струму не мав малих сталих часу T_μ , а саму лише сталу T_π , то його ПФ була б аперіодичною ланкою із сталою часу $T_0 = \lambda_{in} T_\pi / K_\phi$, тобто в 2 ($a_1 = 2$) рази більшою, ніж T_0 в попередньому виразі. Відповідно і тривалість перехідного процесу була б приблизно вдвічі більшою. Тобто навіть якби малих інерційностей і не було, то їх треба було б ввести для збільшення швидкодії. Їх слід вводити і тоді, коли розраховане $T_0 > T_\mu$. На рис. 4, а–с показані структури базових синтезованих варіантів в порядку наростання їх складності. Перші 5 варіантів відповідають статичному регулюванню швидкості. Варіанти 1 і 2 утворюють групу з використанням налагоджувальної структури. В усіх наступних варіантах астатизм контуру струму забезпечується параметрами самої САК. *Варіант 3* (рис. 4, в) має суттєвий недолік – наявність додатного та гнучкого ЗЗ. У *варіанті 4* (рис. 4, г) ці два зв'язки замінені послідовним РС. Тут при $T_0 = T_\pi$ маємо пропорційно-інтегрувальний РС.

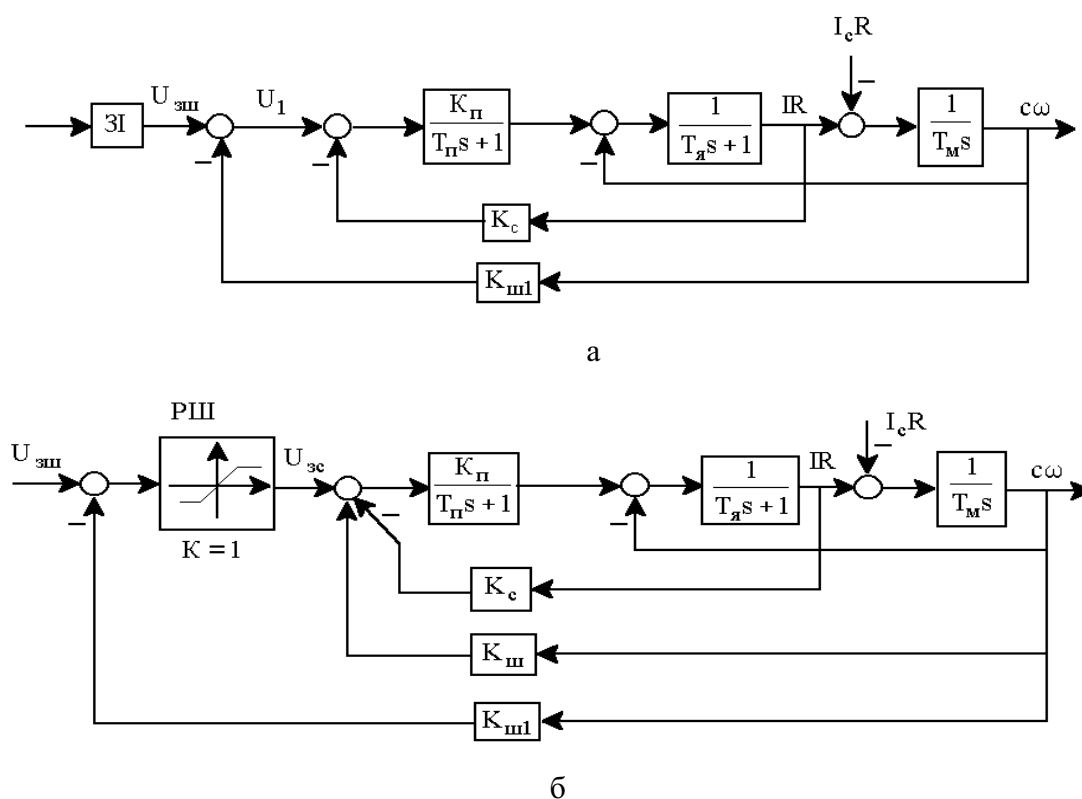


Рис. 4. Базові варіанти синтезованих структур

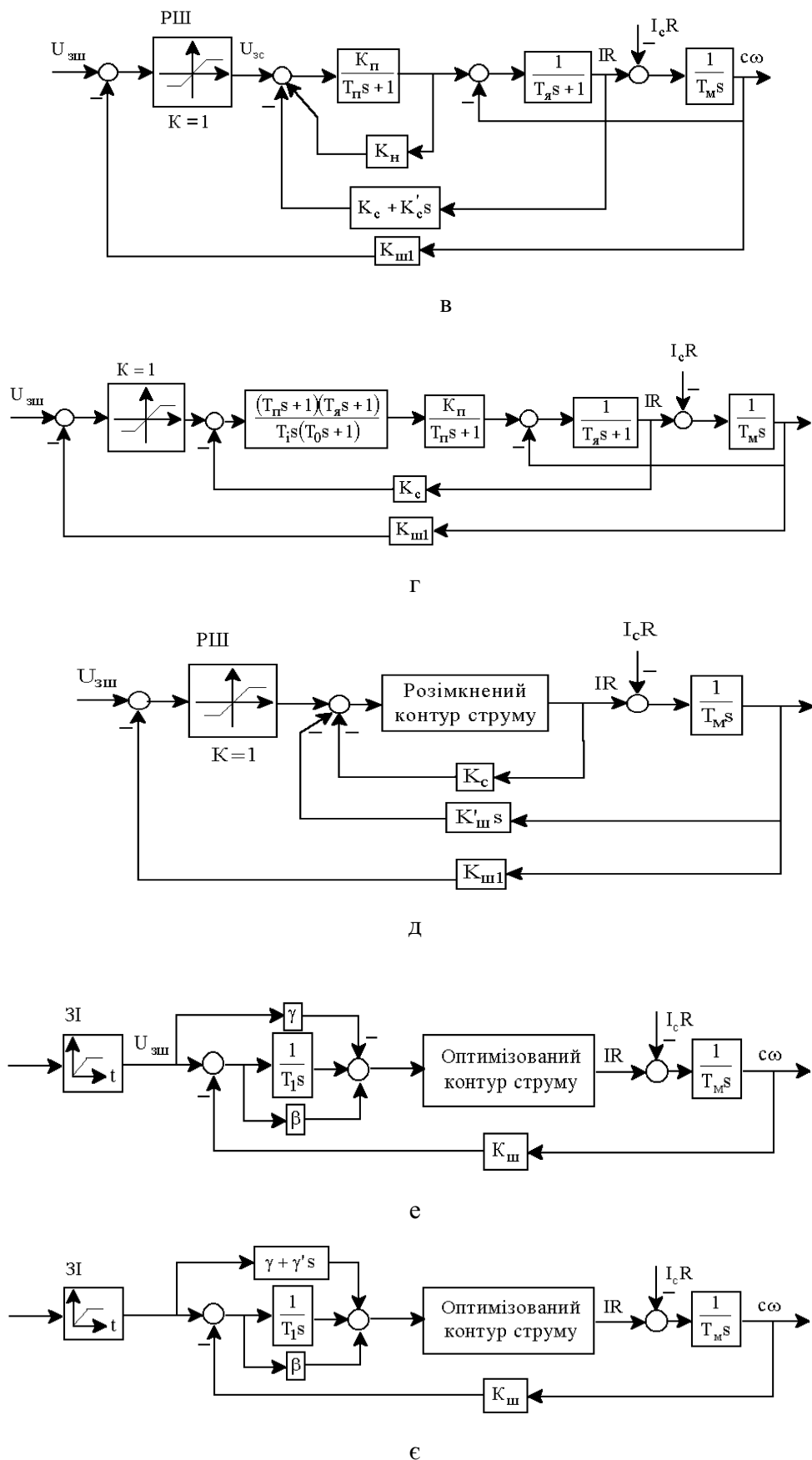


Рис. 4. (продовження). Базові варіанти синтезованих структур

Якщо в попередніх варіантах у контур струму ввести гнучкий ЗЗ $K_{ш}'$, то величини похибки δ і сталої часу T_0 можна приймати незалежно (об'єднаний *варіант 5* – рис. 4, д). Астатичне регулювання швидкості для будь-якого з попередніх варіантів контурів струму (в т.ч. і з П-регулятором) досягається у варіантах 6 і 7 (рис. 4, е, є). *Варіант 6* відповідає ПФ без нулів ($\gamma' = 0$), *варіант 7* ($\gamma' \neq 0$) – їх формуванню для одержання вищої швидкодії. Результати моделювання показані на рис. 5.

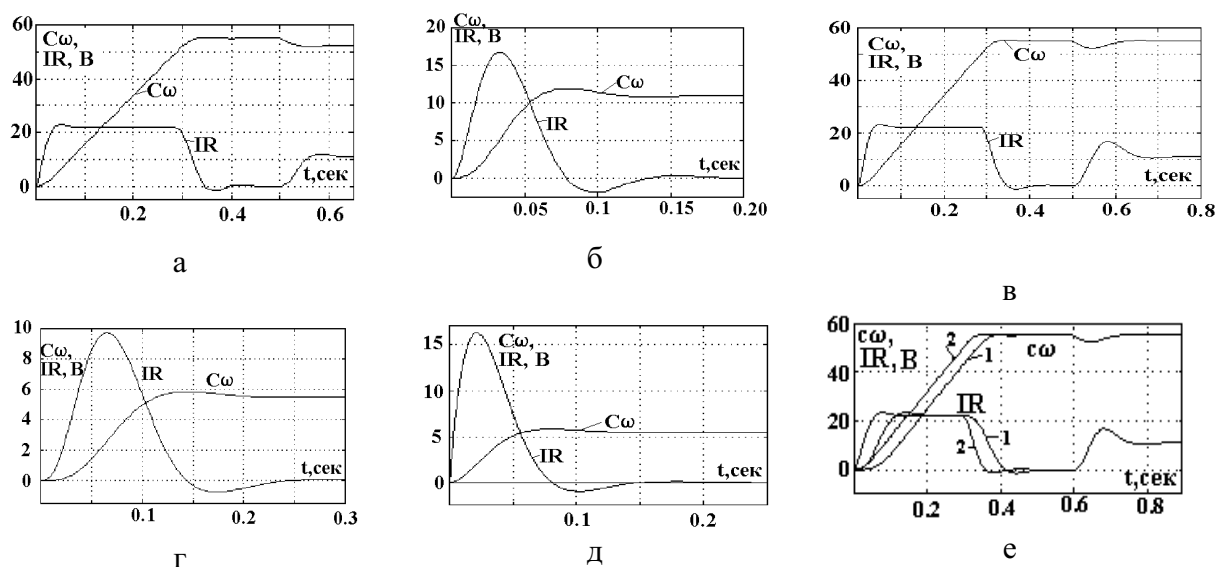


Рис. 5. Перехідні процеси швидкості і струму для різних варіантів структур

На рис. 5, а і б показані перехідні процеси струму і швидкості для вар.1 при пуску та накиданні навантаження і при налагодженні контуру швидкості. На рис. 5, в – перехідні процеси для ідеалізованого вар. 5, коли гнучкий ЗЗ за швидкістю забезпечує астатизм САК швидкості. На рис. 5, г і д зображені перехідні процеси при налагодженні контуру швидкості за вар. 6 і 7 відповідно. Перехідні процеси пуску для варіанта 7 без задавача інтенсивності та з ним суміщені на одному рис. 5, е.

1. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – К., 1997. – 544 с. 2. Коцегуб П.Х. Синтез вентильних приводів постійного струму: Навч. посібник для вузів. – К., 1997. – 122 с.