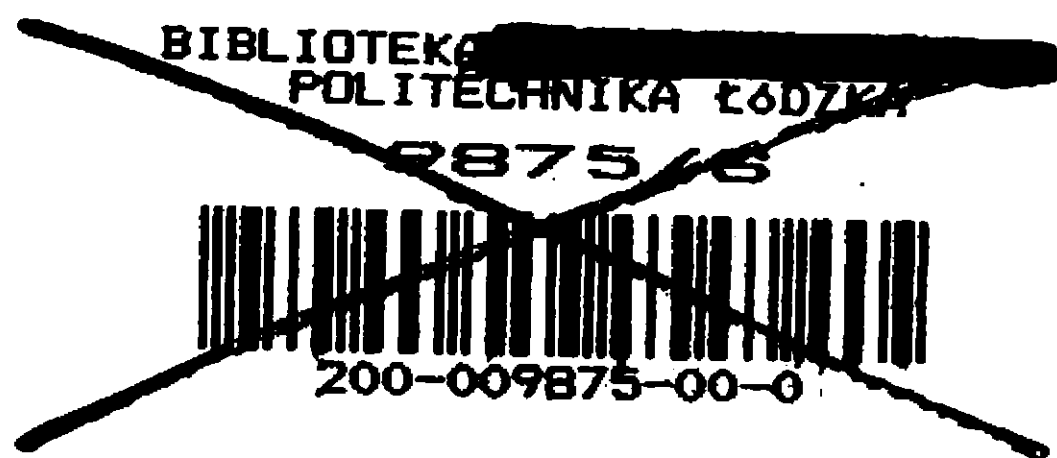


SKRYPTY DLA SZKÓŁ WYŻSZYCH
POLITECHNIKA ŁÓDZKA

**ANDRZEJ DĘBOWSKI, WOJCIECH BŁASIŃSKI,
GRZEGORZ WASIAK**

LABORATORIUM REGULATORÓW



ŁÓDŹ 1985

NAKŁADEM POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ



Skrypt jest przeznaczony dla studentów Wydziału Elektrycznego na kierunku elektrotechnika, specjalności automatyka, i miernictwo elektryczne.



9875/s

Recenzent: doc. dr hab. Krzysztof Kuźmiński

Redaktor: Małgorzata Jóźwiak

Redaktor techniczny: Ewa Guzek

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ
93-005 Łódź, ul. Wólczańska 219

Nakład 300+57 egz. Ark. wyd. 6,9. Ark. druk. 7 4/16. Papier druk. kl. V, 71 g, 70×100.

Maszynopis wpłynął do Redakcji 16 V 1983 r. Oddano do składu 11 I 1984 r.

Podpisano do druku 10 IV 1985 r. Druk ukończono we wrześniu 1985 r.

Zamówienie 8/84. Cena zł 69,-

Wykonano w Zakładzie Poligraficznym Politechniki Łódzkiej, 93-005 Łódź, ul. Wólczańska 223



SPIS TREŚCI

Przedmowa	5
Dodatek A. Eksperymentalne określanie właściwości obiektów regulacji	7
Dodatek B. Dobór nastaw regulatorów przemysłowych	20
Dodatek C. Podstawowe wiadomości o budowie, zasadach działania i obsłudze maszyny analogowej MA-4	37
Ćwiczenie 1. Liniowe regulatory o działaniu ciągłym	47
Ćwiczenie 2. Układ automatycznej regulacji z regulatorem PI.	55
Ćwiczenie 3. Dwupołożeniowy układ regulacji temperatury	67
Ćwiczenie 4. Układ automatycznej regulacji z regulatorem krokowym	77
Ćwiczenie 5. Impulsowy układ regulacji	93
Ćwiczenie 6. Regulacja kaskadowa w układzie napędowym prądu stałego	102



PRZEDMOWA

Skrypt jest przeznaczony dla studentów Wydziału Elektrycznego na kierunku elektrotechnika, specjalności automatyka i miernictwo elektryczne. Zawiera instrukcje i materiały pomocnicze niezbędne przy wykonywaniu ćwiczeń laboratoryjnych, przewidzianych programem studiów, do przedmiotu regulatory w semestrze VIII Studium Dziennego, Wieczorowego i Zaocznego.

W skrypcie omówiono zasady działania wybranych regulatorów przemysłowych oraz przedstawiono metody strojenia zamkniętych układów regulacji z tymi regulatorami.

Autorzy



Dodatek A

EKSPERYMENTALNE OKREŚLANIE WŁAŚCIWOŚCI OBIEKTÓW REGULACJI

Do wyznaczenia nastaw regulatora w zamkniętym układzie regulacji niezbędna jest znajomość właściwości obiektu regulacji. Jedną z metod określenia tych właściwości jest doświadczalne ustalenie statycznych i dynamicznych charakterystyk obiektu. Nosi ono nazwę identyfikacji eksperymentalnej. Wynikiem identyfikacji eksperymentalnej jest zwykle uproszczony model matematyczny obiektu regulacji w postaci równania lub równań różniczkowych, a w szczególnym przypadku w postaci transmitancji operatorowej.

W celu określenia charakterystyk statycznych należy wyznaczyć doświadczalnie zależność wielkości wyjściowej od wielkości wejściowej obiektu w określonych warunkach ustalonych. Z reguły uzyskuje się zależność nieliniową, którą następnie w założonym przedziale lub w otoczeniu ustalonego punktu pracy aproksymuje się linią prostą.

Określenie właściwości dynamicznych jest możliwe kilkoma sposobami:

- 1) na podstawie odpowiedzi obiektu regulacji na zdeterminowany sygnał wejściowy,
- 2) na podstawie wyznaczonej charakterystyki częstotliwościowej,
- 3) na podstawie przebiegów czasowych stochastycznych.

Poniżej omówiono pierwszą z podanych metod w zakresie użytecznym przy wykonywaniu ćwiczeń w Laboratorium Regulatorów, a także sposób uzyskiwania charakterystyki częstotliwościowej na podstawie odpowiedzi skokowej.

Przyjęto, że sygnałem wejściowym obiektu regulacji jest skokowa funkcja czasu

$$u(t) = U \mathbb{1}(t). \quad (A.1)$$



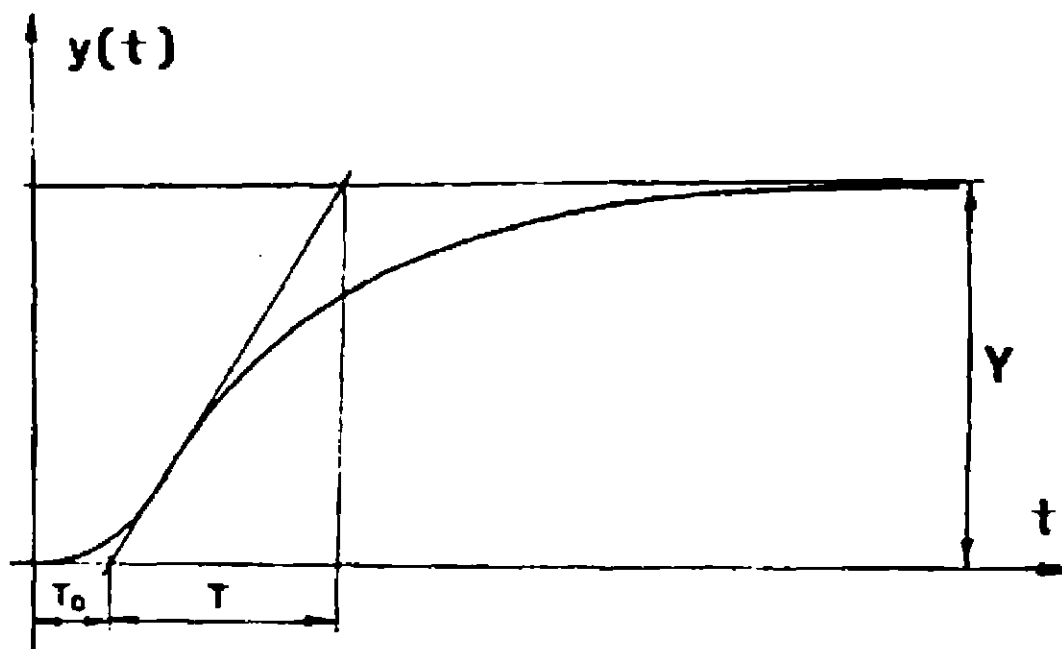
Obiekty statyczne

Odpowiedź skokową wielu obiektów statycznych można aproksymować odpowiedzią obiektu inercyjnego I rzędu z opóźnieniem o transmitancji operatorowej określonej wzorem

$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR} e^{-sT_0}}{1 + sT}, \quad (A.2)$$

lub odpowiedzią obiektu inercyjnego II rzędu o transmitancji operatorowej

$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR}}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)}, \quad (A.3)$$



Rys. A.1. Sposób określania parametrów transmitancji zastępczego obiektu inercyjnego I rzędu z opóźnieniem

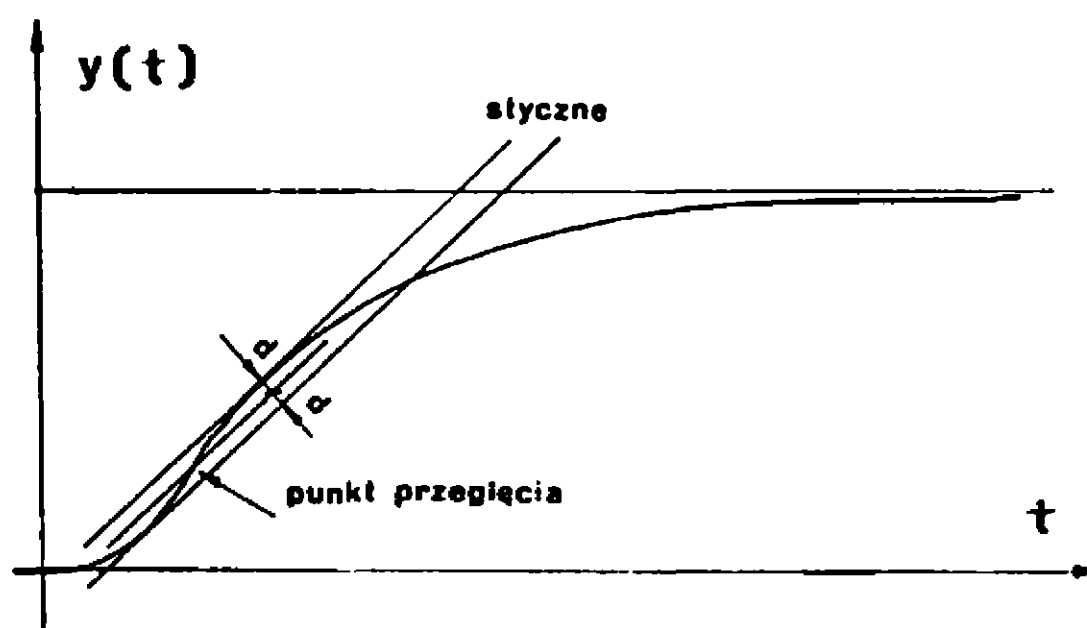
Parametry transmitancji obiektu inercyjnego I rzędu z opóźnieniem określa się następująco:

1) z przebiegu odpowiedzi $y(t)$ (rys. A.1) odczytuje się wartość ustaloną sygnału wyjściowego Y ; współczynnik wzmocnienia obiektu wyznacza się z wzoru

$$k_{OR} = \frac{Y}{U}; \quad (A.4)$$

2) wyznacza się punkt przegięcia krzywej $y(t)$; w celu wyznaczenia punktu przegięcia można posłużyć się konstrukcją pomocniczą przedstawioną na rysunku A.2; należy do wypukłej i wklęsłej części krzywej w pobliżu punktu przegięcia narysować dwie styczne, równoległe do siebie; trzecia prosta równoległa, wykreślona w połowie odległości między stycznymi przecina wykres $y(t)$ w punkcie, który może być używany za punkt przegięcia;

3) w punkcie przegięcia rysuje się styczną, która umożliwia odczytanie stałej czasowej T i czasu opóźnienia T_0 (wg rys. A.1).



Rys. A.2. Graficzny sposób wyznaczania punktu przegięcia wykresu funkcji

Parametry transmitancji obiektu inercyjnego II rzędu określa się następująco:

1) z przebiegu odpowiedzi $y(t)$ (rys. A.3) odczytuje się wartość ustaloną sygnału wyjściowego Y . Współczynnik wzmocnienia obiektu wyznacza się z wzoru (A.4):

2) wyznacza się punkt przegięcia krzywej $y(t)$ i w punkcie przegięcia rysuje styczną do wykresu;

3) odczytuje się czasy T_A oraz T_B i oblicza stosunek

$$\zeta = \frac{T_B}{T_A} ; \quad (A.5)$$

4) stałe czasowe obiektu można wyznaczyć rozwiązując układ równań

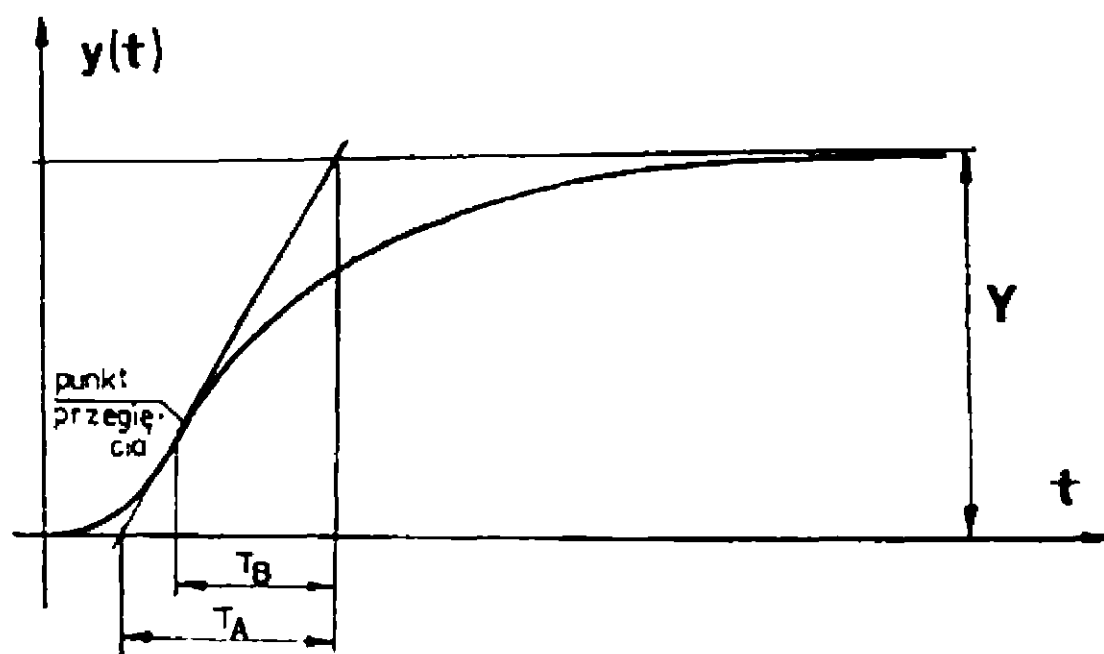
$$\begin{cases} \tau_1 = \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{\frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2}}, \\ \tau = \tau_1 + \tau_2, \end{cases} \quad \begin{matrix} (A.6) \\ (A.7) \end{matrix}$$

gdzie:

$$\tau_1 = \frac{\tau_1}{\tau_A}, \quad (A.8)$$

$$\tau_2 = \frac{\tau_2}{\tau_A}, \quad (A.9)$$

Powyższy układ równań można rozwiązać graficznie, znajdując na wykresie punkt wspólny krzywej o równaniu (A.6) i linii prostej o równaniu (A.7). Przebieg krzywej określonej wzorem (A.6) przedstawiono w tabeli A.1, a także na rysunku A.4.



Rys. A.3. Sposób określania parametrów transmitancji zastępczego obiektu inercyjnego II rzędu

Ponieważ równania (A.6) i (A.7) zostały wyznaczone przy założeniu, że obiekt regulacji jest rzeczywiście obiektem II rzędu, uzyskanie rozwiązania będzie możliwe jeżeli jest spełniony warunek

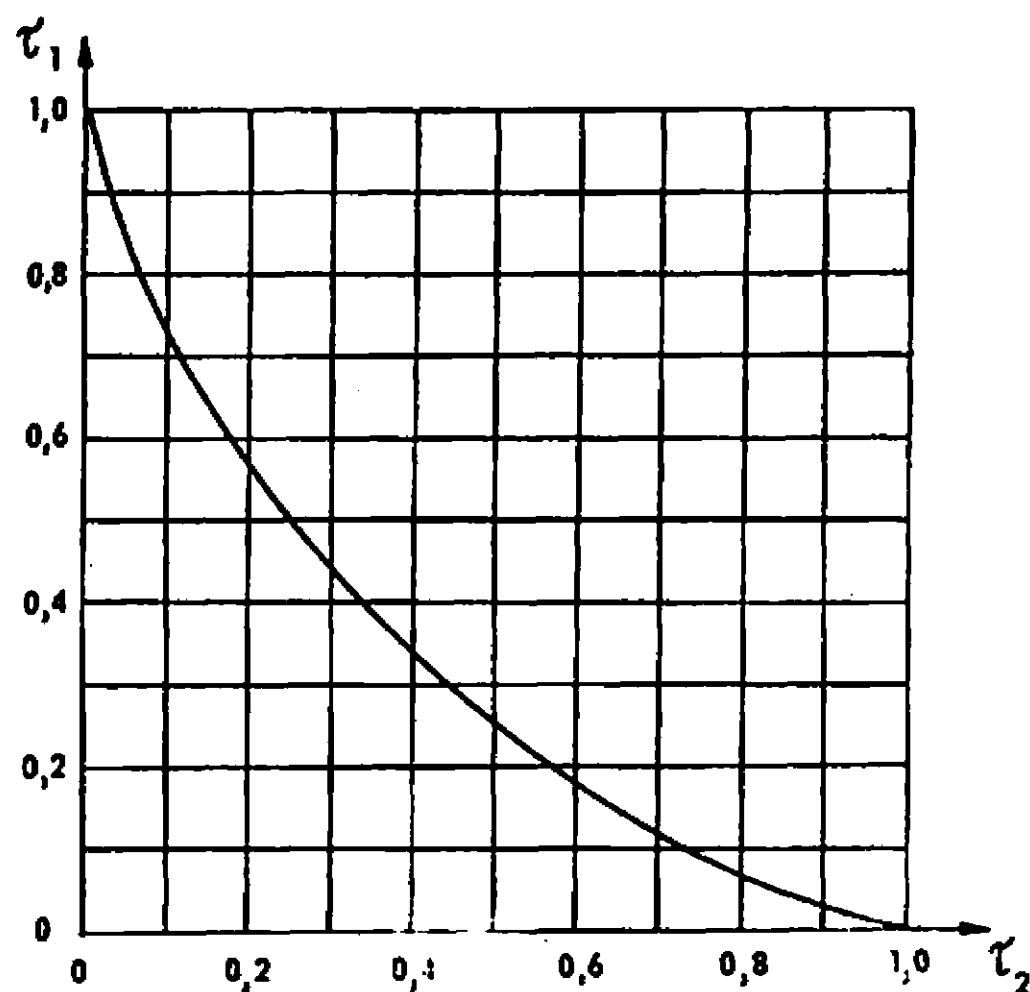
$$\tau \leq \frac{2}{e} \approx 0.736. \quad (A.10)$$

Jeżeli warunek ten nie jest spełniony, uzyskanie rezultatu omówioną metodą jest niemożliwe, a badany obiekt regulacji jest rzędu wyższego niż drugi.

T a b e l a A.1

Przebieg krzywej określonej wzorem (A.6)

τ_1	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4	0,45	
τ_2	1,0	0,836	0,729	0,642	0,567	0,5	0,440	0,386	0,337	0,291	
τ_1	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85	0,9	0,95	1
τ_2	0,25	0,212	0,177	0,145	0,116	0,089	0,065	0,044	0,026	0,011	0

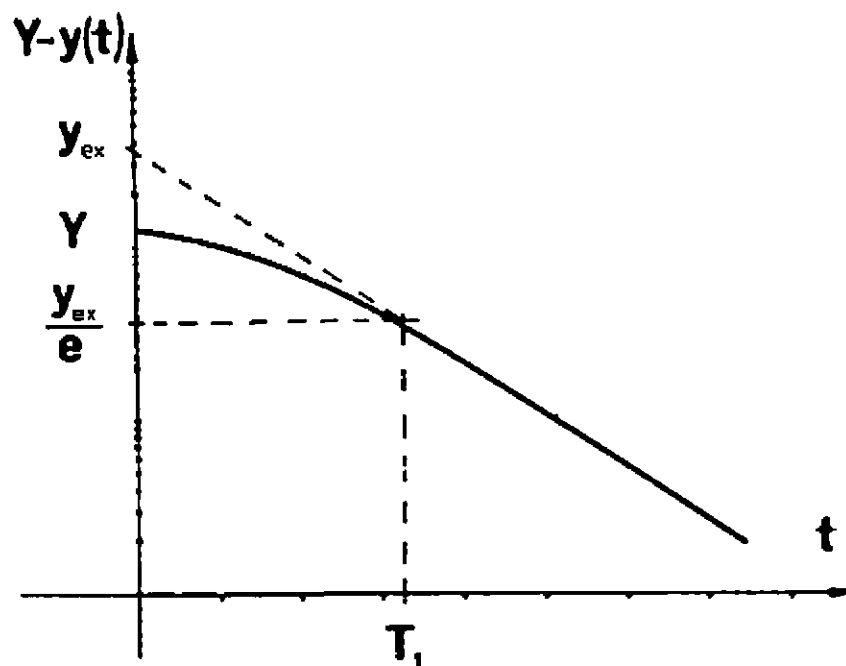


Rys. A.4. Wykres zależności (A.6) umożliwiający wyznaczenie stałych czasowych obiektu inercyjnego II rzędu

Wspomniana wyżej metoda zawodzi, gdy stałe czasowe obiektu regulacji znacznie różnią się między sobą. Utrudnione jest wtedy określenie położenia punktu przegięcia wykresu odpowiedzi $y(t)$. Można zastosować wtedy następującą metodę:

1) współczynnik wzmocnienia k_{OR} określa się jak poprzednio wg wzoru (A.4),

2) otrzymany eksperymentalnie przebieg odpowiedzi $y(t)$, po odjęciu od wartości ustalonej Y rysuje się w skali półlogarytmicznej (rys. A.5), tzn. na osi rzędnych odkłada się wartości $Y - y(t)$ w skali logarytmicznej, zaś na osi odciętych wartości czasu t w skali liniowej,



Rys. A.5. Sposób określania parametrów transmitancji obiektu II rzędu o znacznie różniących się stałych czasowych

3) ekstrapoluje się odcinek prostoliniowy odczytując wartość Y_{ex}'

4) większą stałą czasową T_1 określa się jako czas, po którym wartość wielkości wyjściowej ekstrapolowanej linią prostą osiągnie wartość

$$\frac{Y_{ex}}{e} \approx 0,368 Y_{ex},$$

5) mniejszą stałą czasową T_2 określa się z wzoru

$$T_2 = T_1 \frac{Y_{ex} - Y}{Y_{ex}}. \quad (A.11)$$

Obiekty astatyczne

Odpowiedź skokową wielu obiektów astatycznych można aproksymować odpowiedzią obiektu całkującego z opóźnieniem o transmitancji określonej wzorem

$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR} e^{-sT_0}}{sT}, \quad (A.12)$$

lub odpowiedzią obiektu całkującego z inercją o transmitancji

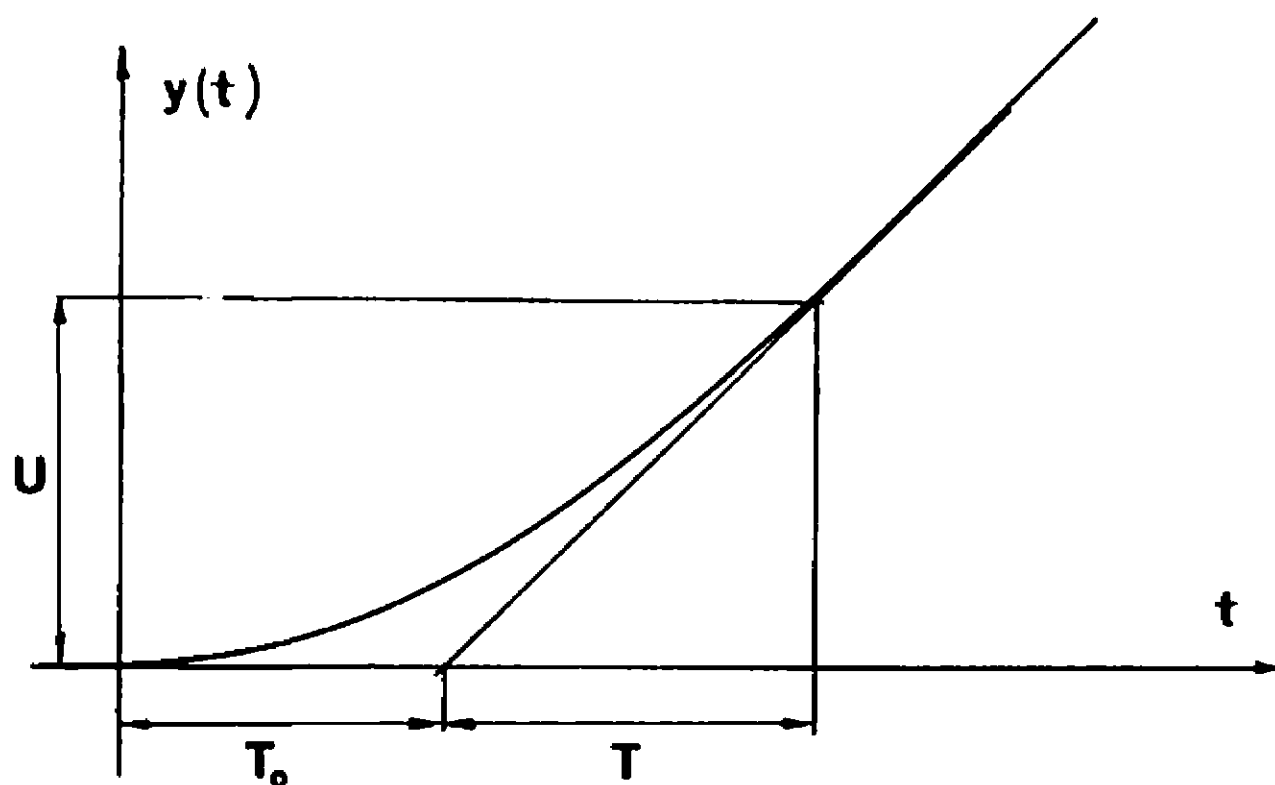
$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR}}{sT(1 + sT_1)}, \quad (A.13)$$

ewentualnie odpowiedzią obiektu całkującego z inercją i opóźnieniem o transmitancji

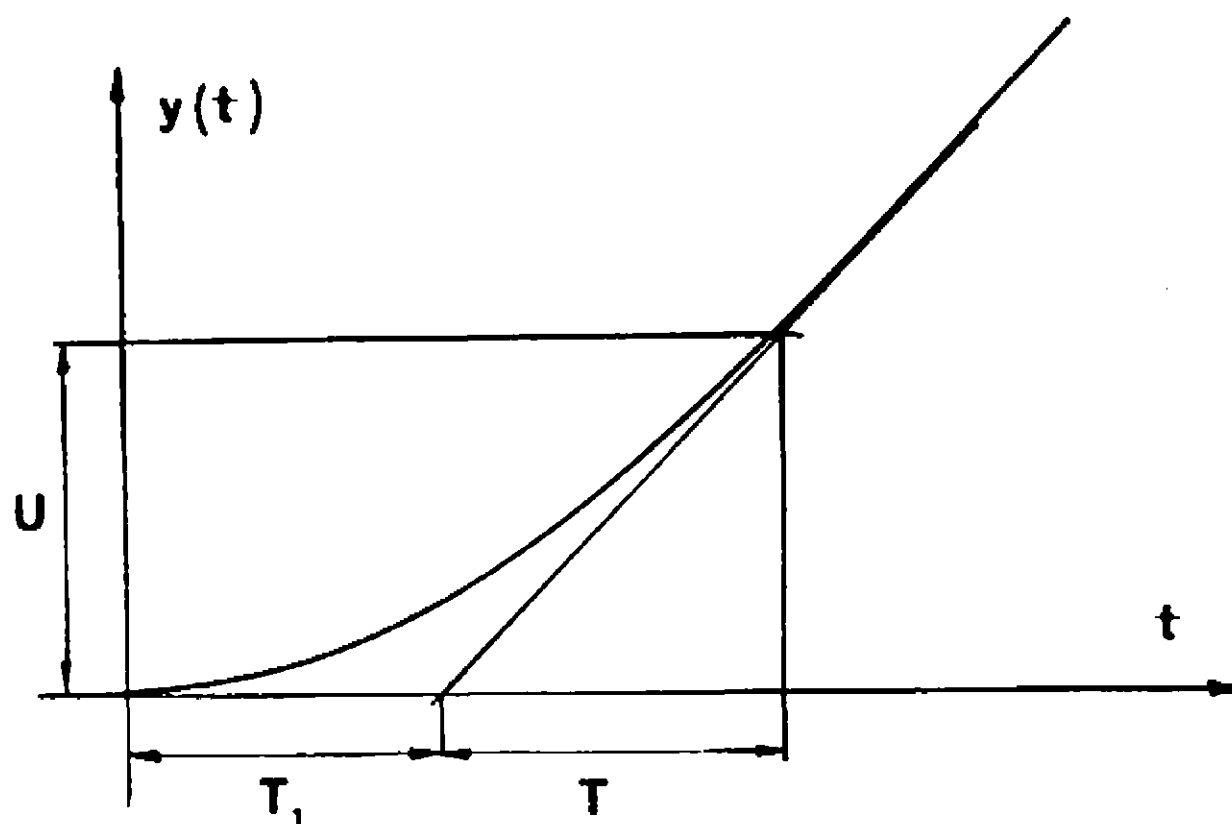
$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR} e^{-sT_0}}{sT(1 + sT_1)}. \quad (A.14)$$

Wygodnie jest przyjmować, że $k_{OR} = 1$, zaś miano współczynnika wzmocnienia jest stosunkiem miana sygnału wyjściowego do miana sygnału wejściowego. Wtedy stała T ma wymiar czasu. W celu wyznaczenia parametrów transmitancji należy:

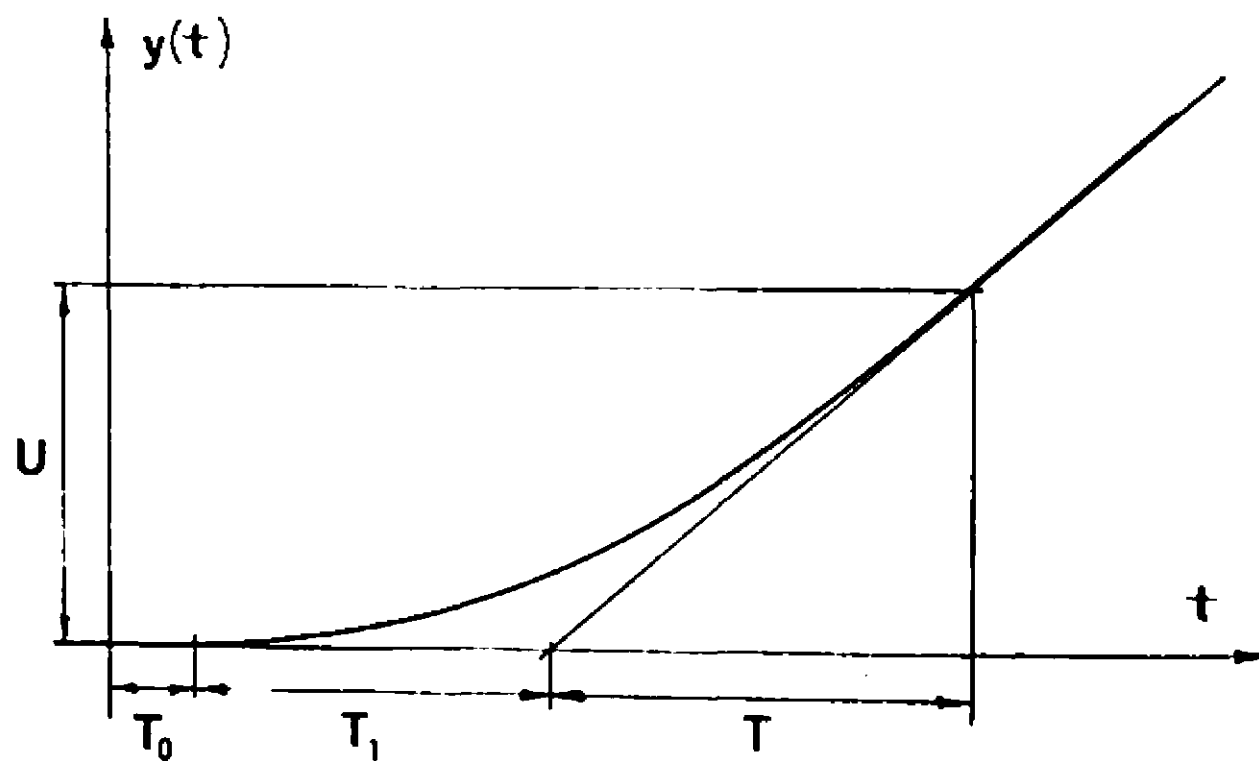
- 1) narysować linię prostą, która jest asymptotą przebiegu odpowiedzi $y(t)$ obiektu astatycznego (rys. A.6, A.7, A.8),
- 2) na osi wartości sygnału wyjściowego odłożyć wartość liczbowo równą amplitudzie skoku sygnału wejściowego U ,
- 3) odczytać parametry transmitancji na podstawie konstrukcji podanej na rysunkach A.6, A.7, A.8.



Rys. A.6. Sposób określania parametrów transmitancji zastępczego obiektu całkującego z opóźnieniem



Rys. A.7. Sposób określania parametrów transmitancji zastępczego obiektu całkującego z inercją



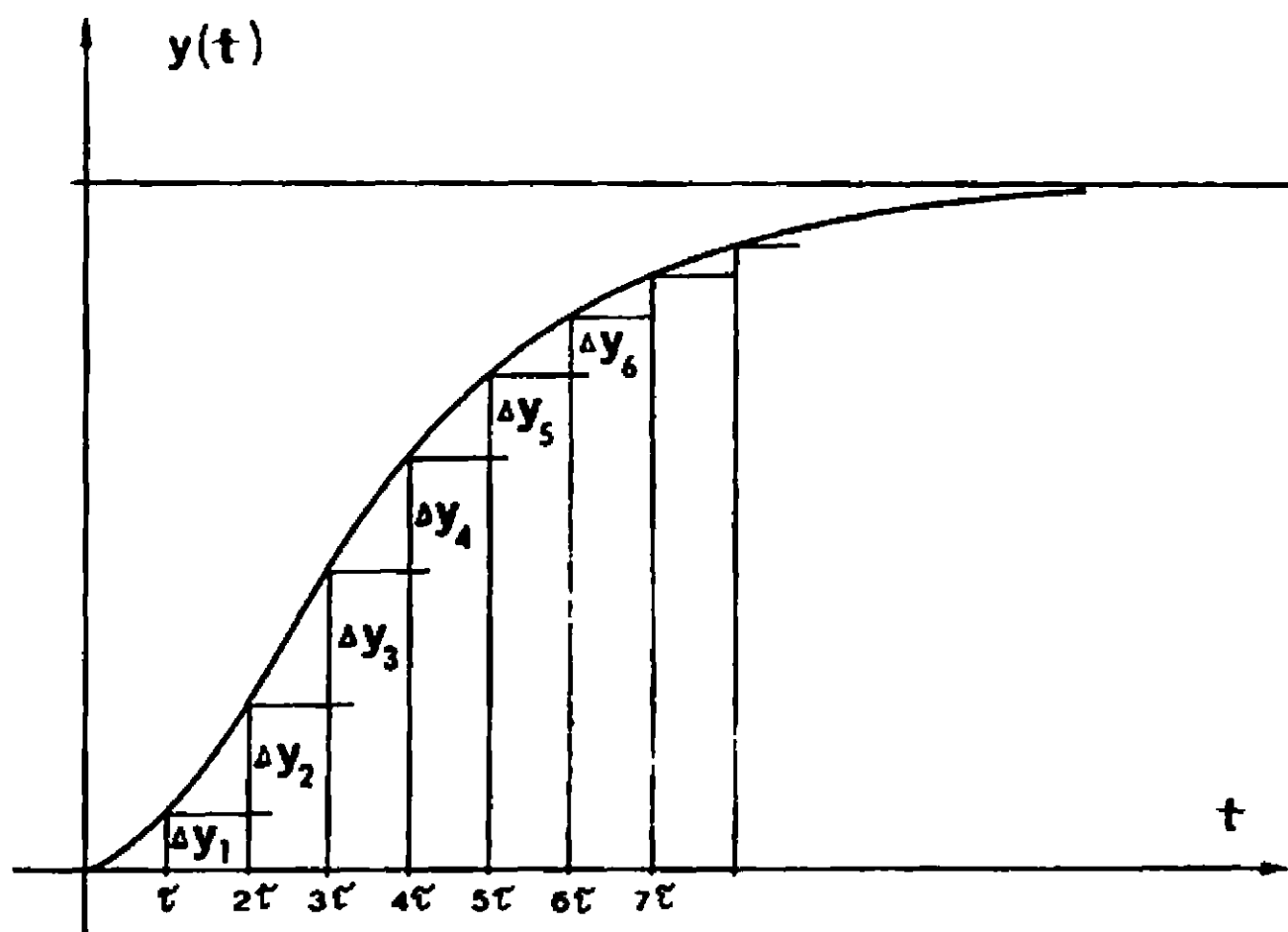
Rys. A.8. Sposób określania parametrów transmitancji zastępczego obiektu całkującego z inercją i opóźnieniem

Uzykana doświadczalnie odpowiedź skokowa obiektu regulacji umożliwia wyznaczenie charakterystyki częstotliwościowej. Charakterystyka częstotliwościowa, niezależnie od innych metod identyfikacji, umożliwia odczytanie pewnych szczególnych danych dotyczących obiektu regulacji, niezbędnych przy doborze nastaw regulatora metodą Zieglera-Nicholsa.

Założmy, że doświadczalnie uzyskano odpowiedź $y(t)$ obiektu na sygnał wejściowy określony wzorem (A.1).

Odpowiedź $y(t)$ (rys. A.9) zastępuje się sumą skokowych przyrostów przesuniętych względem siebie (dla uproszczenia przyjęto stały czas przesunięcia τ). Wtedy odpowiedź $y(t)$ jest określona wzorem

$$y(t) \approx \Delta y_1 \mathbb{1}(t - \tau) + \Delta y_2 \mathbb{1}(t - 2\tau) + \\ + \Delta y_3 \mathbb{1}(t - 3\tau) + \dots + \Delta y_n \mathbb{1}(t - n\tau). \quad (\text{A.15})$$



Rys. A.9. Przedstawienie przebiegu odpowiedzi jako sumy funkcji skokowych przesuniętych względem siebie

Biblioteka
Elektrotechniki PL



Po zastosowaniu przekształcenia Laplace'a uzyskuje się

$$y(s) = \frac{\Delta Y_1}{s} e^{-s\tau} + \frac{\Delta Y_2}{s} e^{-s2\tau} + \frac{\Delta Y_3}{s} e^{-s3\tau} + \dots + \frac{\Delta Y_n}{s} e^{-sn\tau}; \quad (A.16)$$

stąd transmitancja obiektu

$$G_{OR}(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{\Delta Y_1}{U} e^{-s\tau} + \frac{\Delta Y_2}{U} e^{-s2\tau} + \frac{\Delta Y_3}{U} e^{-s3\tau} + \dots + \frac{\Delta Y_n}{U} e^{-sn\tau}, \quad (A.17)$$

zaś transmitancja widmowa

$$G_{OR}(j\omega) = \frac{\Delta Y_1}{U} e^{-j\omega\tau} + \frac{\Delta Y_2}{U} e^{-j2\omega\tau} + \frac{\Delta Y_3}{U} e^{-j3\omega\tau} + \dots + \frac{\Delta Y_n}{U} e^{-jn\omega\tau}. \quad (A.18)$$

Każdy i-ty składnik powyższego wzoru reprezentuje na płaszczyźnie zmiennej zespolonej wektor, którego moduł jest równy $\frac{\Delta Y_i}{U}$, zaś faza wynosi $(-i\omega\tau)$. Zakładając różne wartości ω i przeprowadzając sumowanie wg wzoru (A.18) uzyskuje się charakterystykę częstotliwościową (rys. A.10), przy czym sumowanie wektorów można łatwo zastąpić obliczeniami algebraicznymi.

Przedstawiając zależność (A.18) w postaci trygonometrycznej uzyskuje się

$$G_{OR}(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = \left(\frac{\Delta Y_1}{U} \cos \omega\tau + \frac{\Delta Y_2}{U} \cos 2\omega\tau + \dots + \frac{\Delta Y_n}{U} \cos n\omega\tau \right) + j \left(\frac{\Delta Y_1}{U} \sin \omega\tau + \frac{\Delta Y_2}{U} \sin 2\omega\tau + \dots + \frac{\Delta Y_n}{U} \sin n\omega\tau \right). \quad (A.19)$$

Inną, dokładniejszą metodą uzyskiwania charakterystyki częstotliwościowej na podstawie odpowiedzi jednostkowej jest metoda, w której odpowiedź $y(t)$ aproksymuje się nie sumą przyrostów skokowych, ale linią łamaną, tak jak pokazano na rysunku A.11. Wtedy części rzeczywista i urojona transmitancji widmowej są określone wzorami:



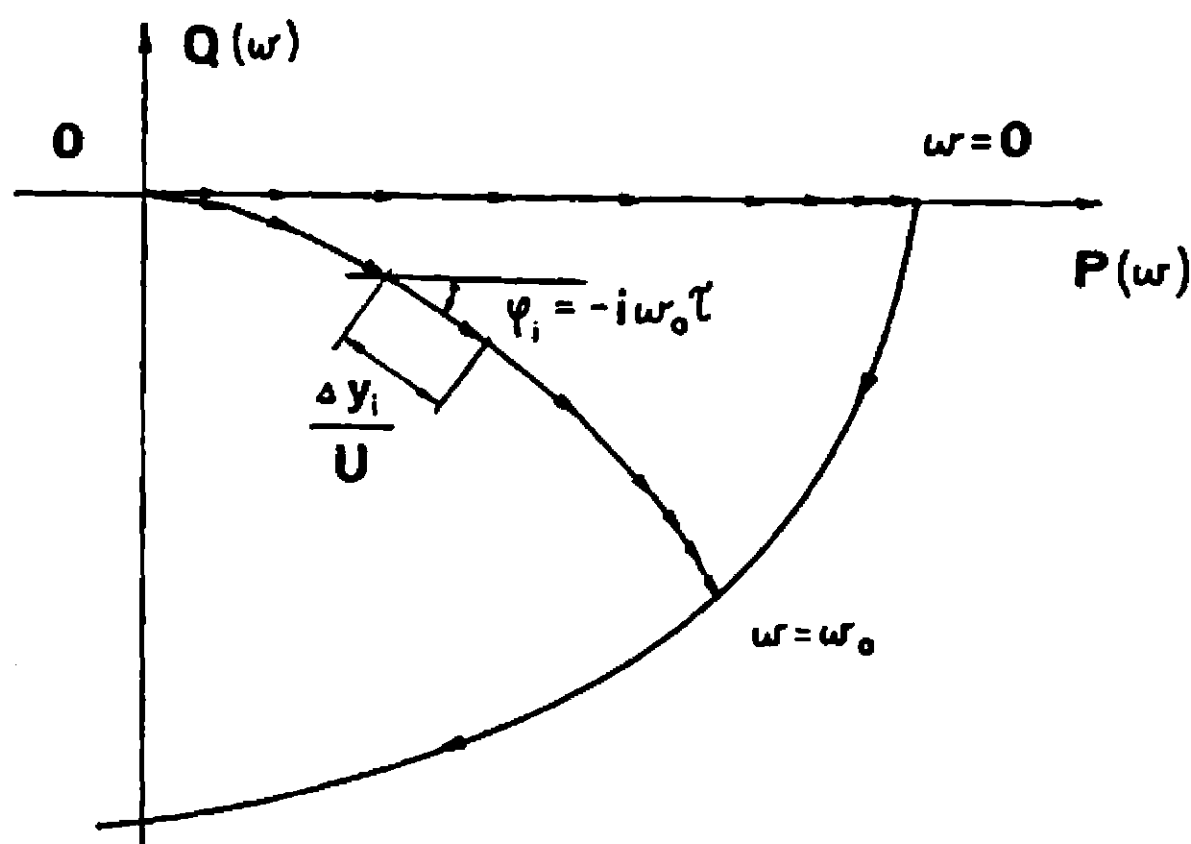
$$P(\omega) = \sum_{k=1}^n \frac{\beta_k}{\omega} (\sin \omega t_k - \sin \omega t_{k-1}), \quad (\text{A.20})$$

$$Q(\omega) = \sum_{k=1}^n \frac{\beta_k}{\omega} (\cos \omega t_k - \cos \omega t_{k-1}), \quad (\text{A.21})$$

gdzie

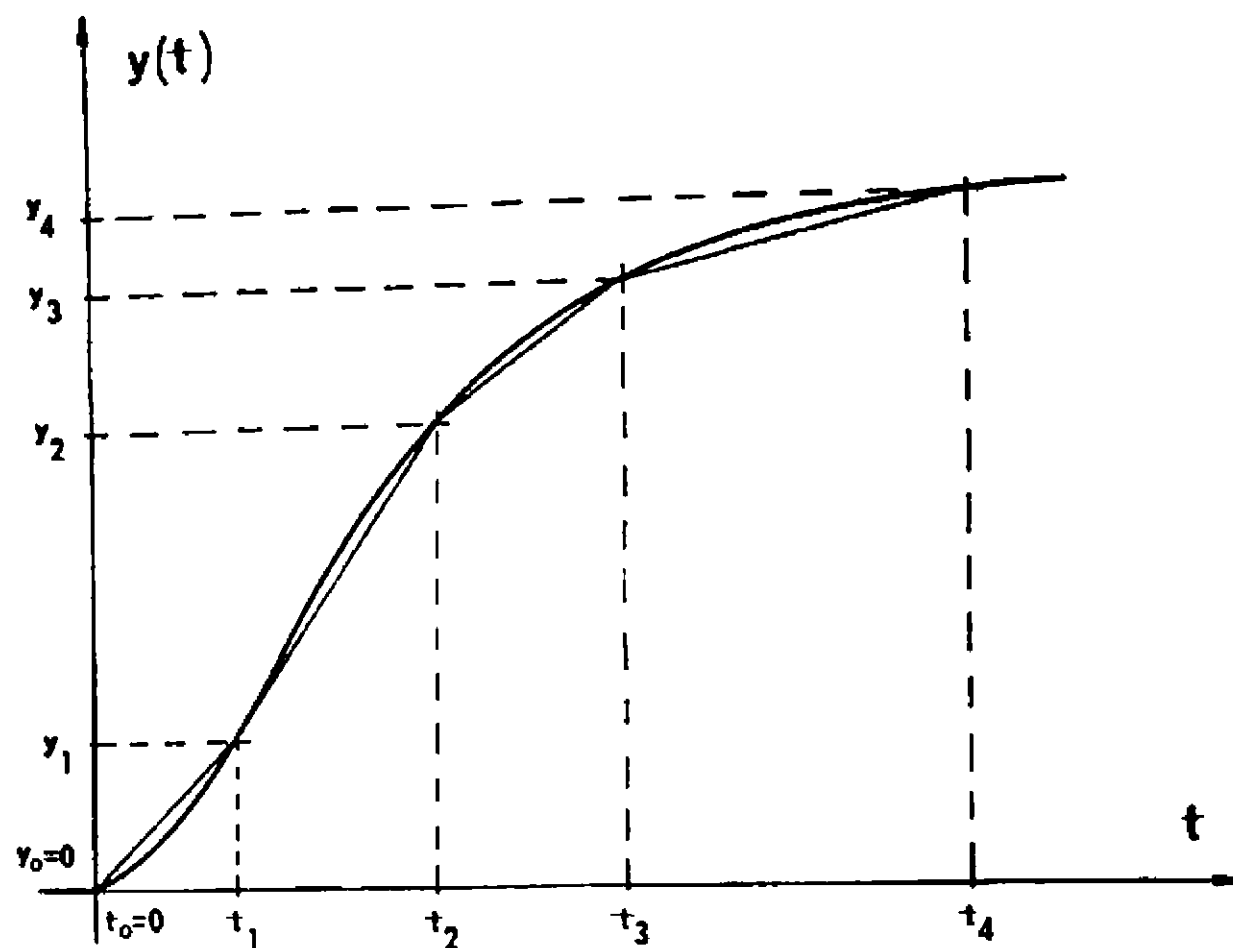
$$\beta_k = \frac{y_k - y_{k-1}}{t_k - t_{k-1}} \quad (k = 1, 2, 3, \dots), \quad (\text{A.22})$$

zaś wartości y_k , t_k odczytuje się z wykresu odpowiedzi skokowej $y(t)$.



Rys. A.10. Konstrukcja charakterystyki częstotliwościowej wg wzoru (A.18)

Bardzo często przebieg odpowiedzi uzyskiwany eksperymentalnie stanowi szereg wartości funkcji odpowiadających pewnym chwilom czasowym (z reguły odstęp czasu między pomiarami jest stały). Wygodnie jest wtedy zamiast wyznaczać parametry obiektu na podstawie konstrukcji graficznych obliczać je metodami znanymi z geometrii analitycznej. Unika się wtedy błędu wynikającego z subiektywnego charakteru konstrukcji graficznych.



Rys. A.11. Aproksymacja odpowiedzi obiektu linią łamaną

Duże usługi przy identyfikacji obiektów regulacji oddaje zastosowanie maszyn cyfrowych. Możliwe jest wtedy przeprowadzenie identyfikacji obiektu, przy czym identyfikacja ta może być optymalna ze względu na określone kryterium. Można np. poszukiwać aproksymacji, dla której odchylenie odpowiedzi rzeczywistej obiektu i odpowiedzi modelu aproksymującego obiekt jest najmniejsze. Innym typowym kryterium jest minimalizacja sumy kwadratów odchyleń wspomnianych obu przebiegów.

LITERATURA

- [1] P ł ą s k o w s k i A.: Eksperymentalne wyznaczanie własności dynamicznych obiektów regulacji. WNT, Warszawa 1965.
- [2] F i n d e i s e n W.: Technika regulacji automatycznej. WNT, Warszawa 1978.
- [3] W a j s K.: Metody identyfikacji elementów napędowych. PWN, Warszawa 1970.

- [4] K a c z o r e k T.: Teoria sterowania, t. I. PWN, Warszawa 1977.
- [5] D o u g l a s J.M.: Dynamika i sterowanie procesów, t. I. WNT, Warszawa 1976.



Dodatek B

DOBÓR NASTAW REGULATORÓW PRZEMYSŁOWYCH

Wybór typu regulatora, który powinien współpracować z danym obiektem regulacji, jest uzależniony nie tylko od właściwości statycznych i dynamicznych tego obiektu, ale także od przewidywanych zadań stawianych przed całym układem regulacji. Wymaga to na przykład ustalenia czy w przypadku automatyzowanego procesu wystarczy regulacja statyczna, czy konieczne jest zastosowanie regulacji astatycznej. Istotną rolę przy wyborze typu regulatora odgrywa również, znajomość intensywności przewidywanych zmian obciążenia obiektu oraz charakteru występujących zakłóceń. Duże znaczenie mają informacje o budowie i działaniu urządzeń pomiarowych i elementów wykonawczych, a także o cechach konstrukcyjno-eksploatacyjnych dostępnych regulatorów.

Pewną wskazówką przy wyborze rodzaju regulatora, w przypadku obiektów statycznych, może być stosunek zastępczego czasu opóźnienia T_0 do zastępczej stałej czasowej T .

$$\frac{T_0}{T} < 0,1,$$

obiekt łatwy do regulacji - może być zastosowana regulacja dwustawna,

$$0,1 < \frac{T_0}{T} < 0,2,$$

obiekt nieco trudniejszy; dla obiektów o niewielkich zmianach obciążenia można stosować regulację dwustawną z przystawką korekcyjnego sprzężenia zwrotnego; w innych przypadkach należy stosować regulatory ciągłe PI lub PID.

$$0,2 < \frac{T_0}{T} < 0,7,$$

obiekty trudne do regulacji - należy stosować regulatory ciągłe lub krokowe PI lub PID.



$$0,7 < \frac{T_0}{T} ,$$

obiekty bardzo trudne do regulacji - stosuje się regulatory impulsowe lub układy specjalne [6].

Podane powyżej zestawienie nie wyczerpuje oczywiście wszystkich możliwych przypadków. Przy wyborze rodzaju działania i typu regulatora należy się kierować nie tylko wiadomościami z teorii sterowania, lecz również doświadczeniami praktycznymi, dotyczącymi automatyzacji określonych procesów. W literaturze można spotkać różne zestawienia regulatorów zalecanych dla rozmaitych procesów [2], [3].

Dla wybranego typu regulatora osobnym problemem jest określenie wartości opisujących go parametrów, dla których możliwe jest uzyskanie pożądanego działania całego układu regulacji. Doboru nastaw regulatorów przemysłowych dokonuje się różnymi metodami na ogół po przybliżonej identyfikacji obiektu regulacji przeprowadzonej sposobami opisanymi w Dodatku A. Należy przy tym pamiętać, że ze względu na liczne dokonane uproszczenia, otrzymane wartości nastaw mają charakter orientacyjny i po wstępnym wprowadzeniu do regulatora mogą być z wyniku badań doświadczalnych zmienione tak, aby uzyskać wymagane właściwości całego układu zamkniętego. Poniżej zostaną omówione wybrane metody doboru nastaw regulatorów, wykorzystywane w ćwiczeniach laboratoryjnych omówionych w skrypcie.

W metodach tych jest wykorzystane założenie, że rzeczywisty regulator, dla którego będą poszukiwane odpowiednie wartości nastaw, może być w rozważanym układzie regulacji zastąpiony idealnym regulatorem o działaniu ciągłym o transmitancji

$$G_R(s) = k_P \left(1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D \right), \quad (B.1a)$$

gdzie: k_P - współczynnik wzmocnienia,

T_I - czas zdwojenia,

T_D - czas wyprzedzenia.

Opisy poszczególnych typów regulatorów zawierających część proporcjonalną P otrzymuje się na podstawie transmitancji (B.1) dla regulatora typu:

P(proporcjonalnego)

$$k_P = \text{var.}, T_I = \infty, T_D = 0,$$

PI(proporcjonalno-całkującego)

$$k_P = \text{var.}, T_I = \text{var.}, T_D = 0,$$

PD(proporcjonalno-różniczkującego)

$$k_P = \text{var.}, T_I = \infty, T_D = \text{var.},$$

PID(proporcjonalno-całkująco-różniczkującego)

$$k_P = \text{var.}, T_I = \text{var.}, T_D = \text{var.}$$



Odpowiednie wartości k_p , T_I , T_D stanowią poszukiwane nastawy regulatora. W przypadku regulatora całkującego I opis (B.1) nie może być zastosowany, gdyż wzór ten nie pozwala na wyeliminowanie działania części proporcjonalnej. Dla regulatora typu I stosuje się więc opis

$$G_R(s) = \frac{k_I}{s}, \quad (B.1b)$$

gdzie k_I - współczynnik wzmocnienia.

Działanie części proporcjonalnej regulatora często charakteryzuje się podając zamiast współczynnika wzmocnienia k_p - zakres proporcjonalności v_p . Zakresem proporcjonalności nazywa się mierzona w jednostkach względnych wartość sygnału wejściowego regulatora typu P, powodującą osiągnięcie przez sygnał wyjściowy swojej wartości maksymalnej.

Wzmocnienie części całkującej i różniczkującej jest określana w wyniku porównania ich działania z działaniem części proporcjonalnej. Czas zdwojenia T_I jest czasem potrzebnym na to, aby przy wymuszeniu skokowym, doprowadzonym do wejścia regulatora typu PI, wielkość wyjściowa tego regulatora, na skutek działania części całkującej, podwoiła swą wartość w stosunku do początkowej wartości wywołanej samym tylko działaniem proporcjonalnym. Czas wyprzedzenia T_D jest czasem potrzebnym na to, aby przy wymuszeniu narastającym liniowo, doprowadzonym do wejścia regulatora typu PD, wielkość wyjściowa tego regulatora, na skutek działania części proporcjonalnej, podwoiła swą wartość w stosunku do początkowej wartości wywołanej samym tylko działaniem różniczkującym. W tym przypadku możemy powiedzieć, że działanie części różniczkującej wyprzedziło działanie części proporcjonalnej.

Metoda Zieglera-Nicholsa

Reguły doboru nastaw regulatorów zostały wyprowadzone na podstawie doświadczeń wykonanych przez Zieglera z różnymi procesami i analizy otrzymanych wyników przeprowadzonej przez Nicholisa. Kryterium jakości polega tu na minimalizacji całki wartości bezwzględnej przejściowego uchybu regulacji obliczonej dla odpowiedzi układu zamkniętego na skokową zmianę sygnału zadającego [4]. Istnieją dwa warianty reguł Zieglera-Nicholsa. Jeden opiera się na kształcie odpowiedzi obiektu regulacji na skok jednostkowy, drugi zaś wykorzy-



stuje informację uzyskaną po doprowadzeniu układu zamkniętego z regulacją typu P (proporcjonalną) do granicy stabilności. Przyjęte kryterium gwarantuje, że dla obiektu inercyjnego pierwszego rzędu z czystym opóźnieniem przebiegi przejściowe sygnału wyjściowego obiektu, wywołane skokową zmianą sygnału zakłócenia doprowadzonego na wejście obiektu regulacji, mają charakter oscylacyjny tłumiony. Kolejna amplituda odchylenia sygnału wyjściowego obiektu od wartości ustalonej wynosi około 25% poprzedniej amplitudy odchylenia o tym samym znaku [4].

Metoda odpowiedzi skokowej obiektu wymaga określenia k_{OR} , T_o , T tak, jak to zostało przedstawione w Dodatku A. Metoda wzbudzenia obiektu polega na doświadczalnym określeniu krytycznej wartości wzmocnienia $k_{pkryt.}$ regulatora mającego charakter wyłącznie proporcjonalny i pomierzeniu okresu oscylacji T_{osc} drgań nietłumionych, które wtedy wystąpią. Zalecane wartości nastaw dla różnych typów regulatorów podano w tabeli B1.

T a b e l a B.1

Dobór nastaw regulatorów metodą Zieglera-Nicholsa

Typ regulatora	Metoda odpowiedzi skokowej obiektu			Metoda wzbudzenia obiektu		
	$k \frac{T_o}{T}$	$\frac{T_I}{T_o}$	$\frac{T_D}{T_o}$	$\frac{k_P}{k_{pkryt.}}$	$\frac{T_I}{T_{osc}}$	$\frac{T_D}{T_{osc}}$
P	1,0	-	-	0,5	-	-
PI	0,9	3,3	-	0,45	0,83	-
PID	1,2	2	0,5	0,6	0,5	0,125

$k = k_P k_{OR}$ – wypadkowy współczynnik wzmocnienia.

Metoda Zieglera-Nicholsa może być stosowana przy doborze nastaw regulatorów zarówno dla obiektów statycznych, jak i astatycznych.

Metoda modelowania analogowego

W celu wyznaczenia optymalnych nastaw różnych typów regulatorów, opierając się na kryteriach związanych z charakterem odpowiedzi układu na skokowe zakłócenie doprowadzone do wejścia obiektu lub skokową zmianę wielkości zadanej w zamkniętym układzie regulacji, wielu auto-



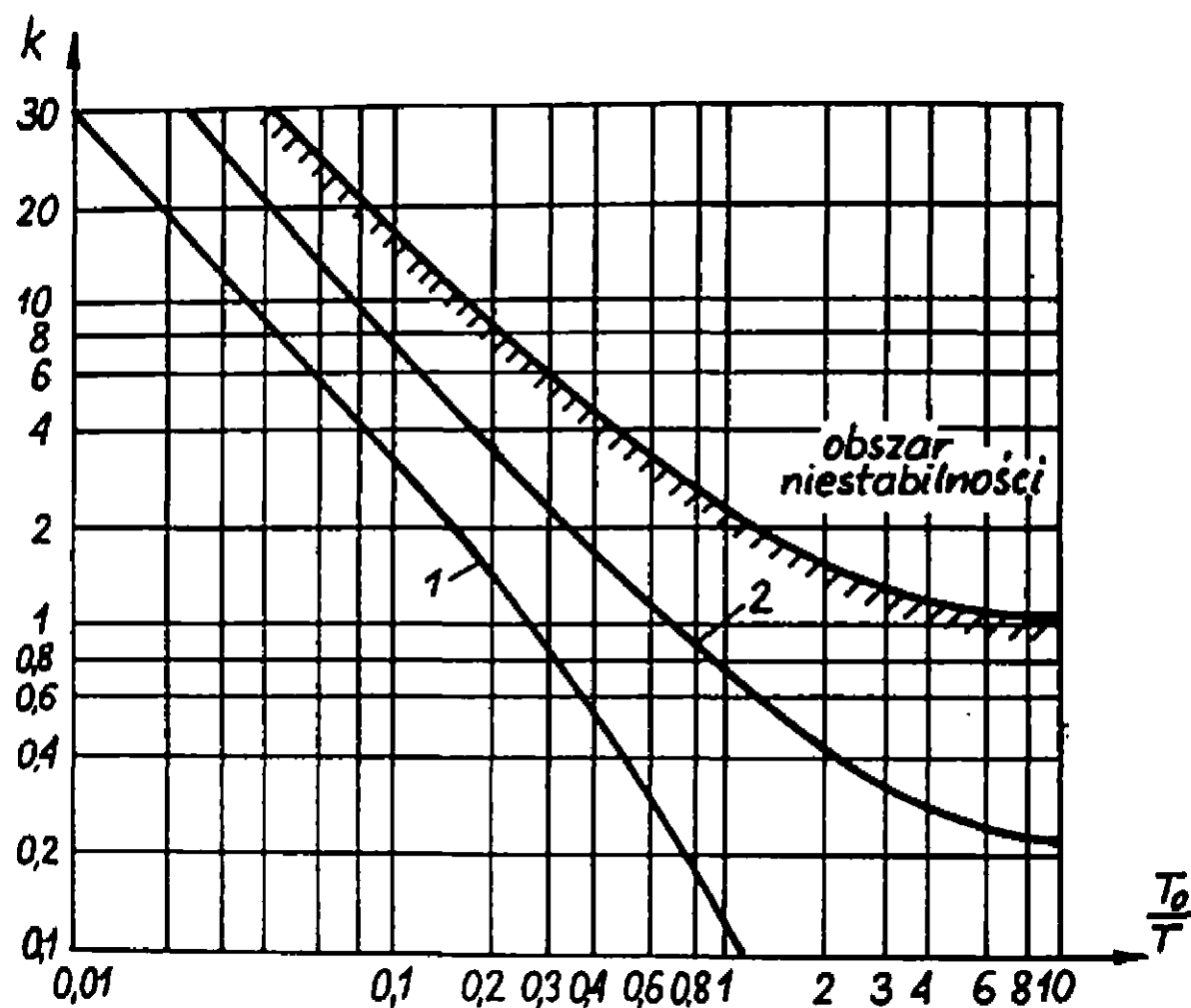
rów wykonywało doświadczenia na maszynach analogowych, badając następujące dwa modele obiektu:

a) model obiektu statycznego

$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR} e^{-sT_o}}{1 + sT}, \quad (B.2a)$$

b) model obiektu astatycznego

$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR} e^{-sT_o}}{sT}. \quad (B.2b)$$

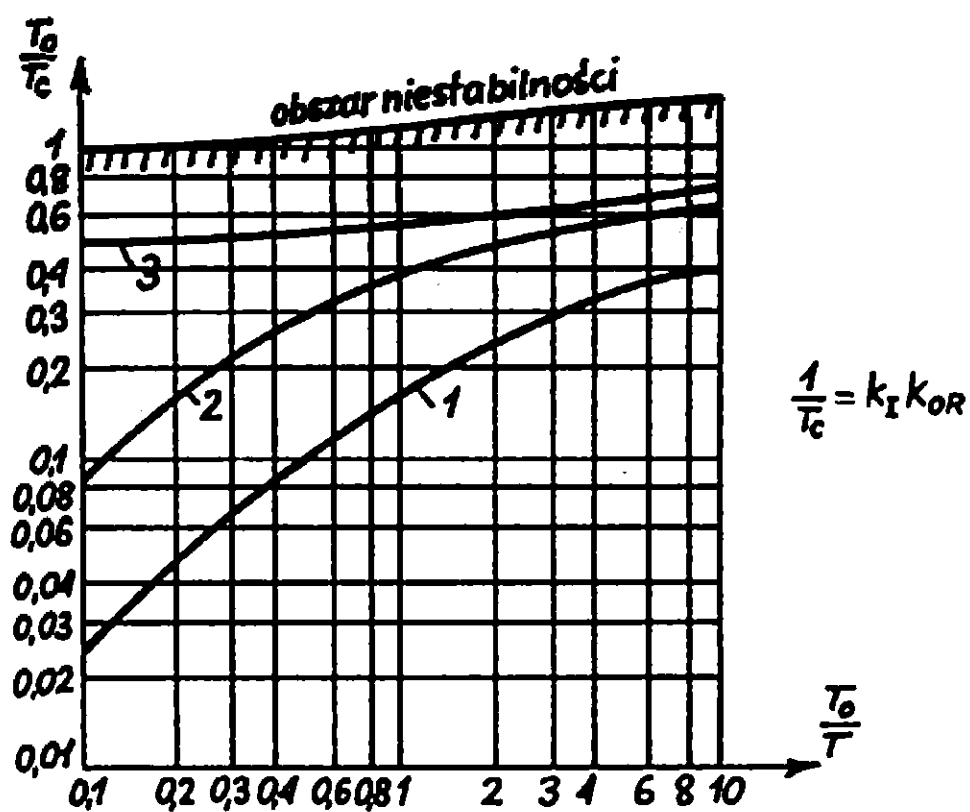


Rys. B.1. Dobór nastaw regulatora P

1 - przebieg aperiodyczny, minimum czasu regulacji, 2 - przebieg z przeregulowaniem 20%, minimum czasu regulacji

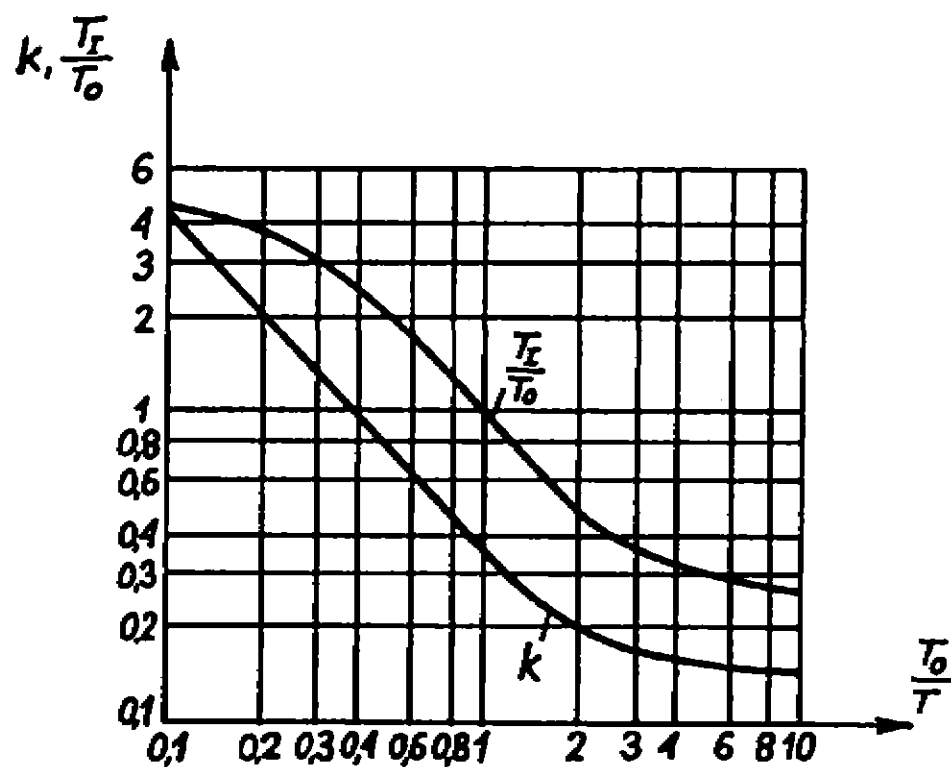
Przyjmując wypadkowy współczynnik wzmocnienia

$$k = k_{OR} k_P, \quad (B.3)$$



Rys. B.2. Dobór nastaw regulatora I

1 - przebieg aperiodyczny, minimum czasu regulacji, 2 - przebieg z przeregulowaniem 20%, minimum czasu regulacji, 3 - przebieg przy minimum całki kwadratu uchybu

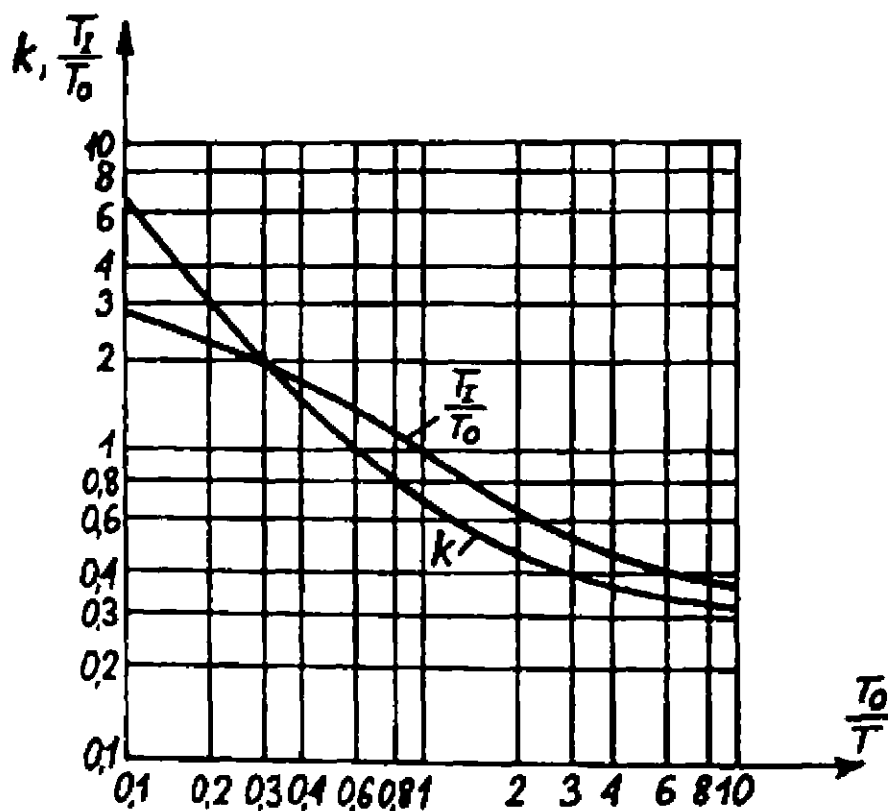


Rys. B.3. Dobór nastaw regulatora PI - przebieg aperiodyczny, minimum czasu regulacji

poszukiwano zależności parametrów k , T_I , T_D związanych z regulatorem od parametrów T_0 , T związanych z obiektem tak, aby określony wskaźnik jakości osiągał wartość minimalną. Wskaźniki jakości (kryteria doboru nastaw regulatora) najczęściej stosowane w praktyce są związane z kształtem przebiegu uchybu przejściowego wywołanego skokowym zakłóceniem na wejściu lub na wyjściu obiektu regulacji i mają postać:

- minimum czasu regulacji przy przebiegu aperiodycznym,
- minimum czasu regulacji przy przebiegu z określonym przeregulowaniem (najczęściej 20%),
- minimum wartości całki z kwadratu uchybu przejściowego.

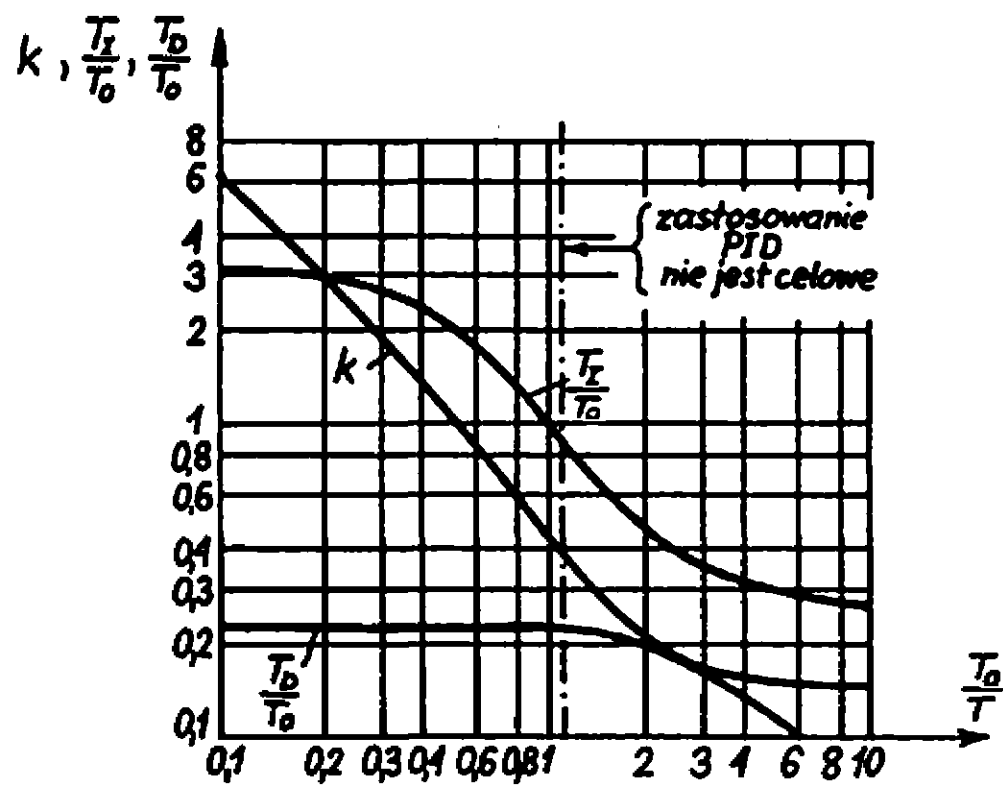
Wyznaczone zależności przedstawiono w postaci tabel, wykresów lub wzorów [1], [2], [3], [8].



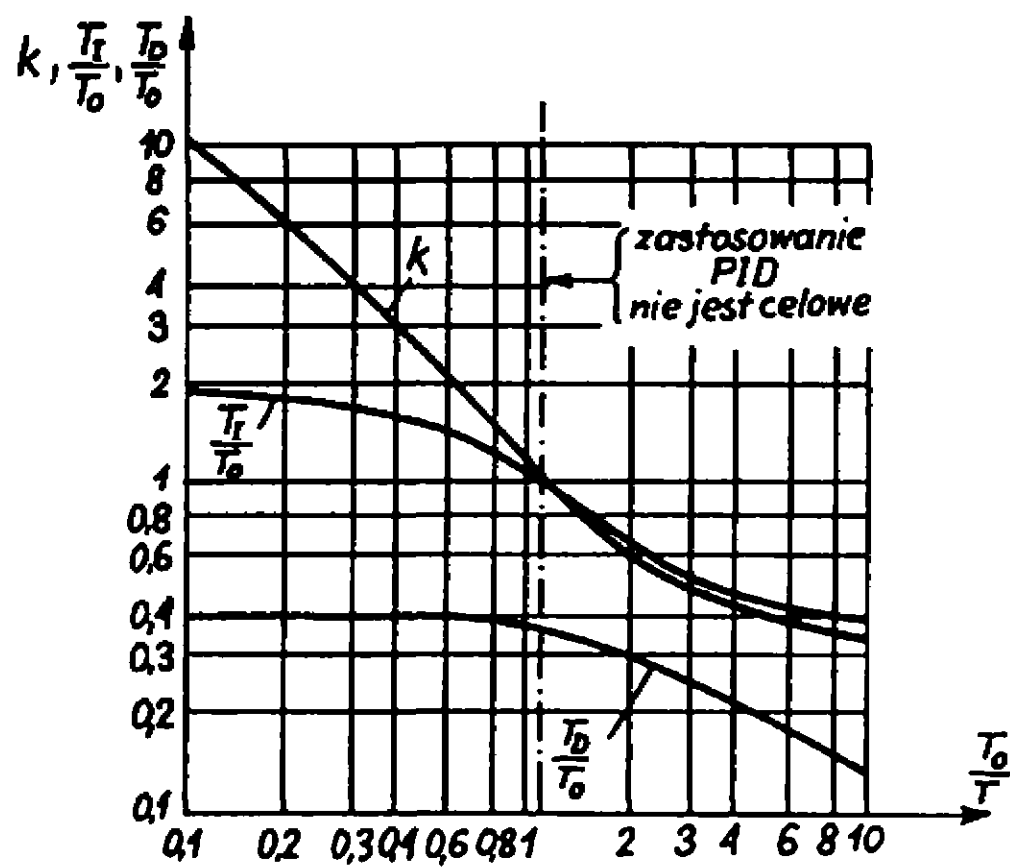
Rys. B.4. Dobór nastaw regulatora PI - przebieg z przeregulowaniem 20%, minimum czasu regulacji

W tabeli B.2 zamieszczono optymalne nastawy regulatorów dla obiektów statycznego i astatycznego, zależnie od miejsca wystąpienia skokowego sygnału zakłócającego, dla różnych wskaźników jakości.

W tabeli B.3 podano nastawy regulatorów zalecane przez Cohena i Coona dla obiektu statycznego. Zalecenia te są wynikiem badań przeprowadzonych dla różnych wskaźników jakości i powstały na drodze uśrednienia otrzymanych rezultatów.



Rys. B.5. Dobór nastaw regulatora PID - przebieg aperiodyczny, minimum czasu regulacji



Rys. B.6. Dobór nastaw regulatora PID - przebieg z przeregulowaniem 20%, minimum czasu regulacji

T a b e l a 8.2

Dobór nastaw regulatorów metodą modelowania analogowego

Typ regulatora	$\mathcal{X} \approx 0, t_r - \min$						$\mathcal{X} \approx 20\%, t_r - \min$						$\min \int e^2 dt$		
	$z = Z1(t)$			$x = X1(t)$			$z = Z1(t)$			$x = X1(t)$			$z = Z1(t)$		
	$k \frac{T}{T_0}$	$\frac{T_I}{T_0}$	$\frac{T_D}{T_0}$	$k \frac{T}{T_0}$	$\frac{T_I}{T_0}$	$\frac{T_D}{T_0}$	$k \frac{T}{T_0}$	$\frac{T_I}{T_0}$	$\frac{T_D}{T_0}$	$k \frac{T}{T_0}$	$\frac{T_I}{T_0}$	$\frac{T_D}{T_0}$	$k \frac{T}{T_0}$	$\frac{T_I}{T_0}$	$\frac{T_D}{T_0}$
	Obiekt statyczny														
P	0,30	-	-	0,30	-	-	0,70	-	-	0,70	-	-	-	-	-
PI	0,60	$0,8 + \frac{0,5}{T_0}$	-	0,35	$\frac{1,17}{T_0}$	-	0,70	$1 + \frac{0,3}{T_0}$	-	0,60	$\frac{1,0}{T_0}$	-	1,0	$1 + \frac{0,35}{T_0}$	-
PID	0,95	2,4	0,4	0,6	$\frac{1,0}{T_0}$	0,5	1,20	2,0	0,4	0,95	$\frac{1,36}{T_0}$	0,64	1,40	1,3	0,5
	Obiekt astatyczny														
P	0,37	-	-	0,37	-	-	0,70	-	-	0,70	-	-	-	-	-
PI	0,46	5,75	-	0,37	∞	-	0,70	3,0	-	0,70	∞	-	1,05	4,3	-
PID	0,65	5,0	0,23	0,65	∞	0,4	1,1	2,0	0,37	1,1	∞	0,53	1,37	1,6	0,5

$\mathcal{X}$ - przeregulowanie, z - zakłócenie na wejściu obiektu regulacji, x - zakłócenie na wyjściu obiektu regulacji.



T a b e l a 8.3
Dobór nastaw regulatorów wg Cohena i Coona

Typ regulatora	$k \frac{T_o}{T}$	$\frac{T_I}{T_o}$	$\frac{T_D}{T_o}$
P	$1 + \frac{T_o}{3T}$	-	-
PI	$0,9 + \frac{T_o}{12T}$	$\frac{30 + \frac{3T_o}{T}}{9 + \frac{20T_o}{T}}$	-
PD	$1,25 + \frac{T_o}{6T}$	-	$\frac{6 - \frac{2T_o}{T}}{22 + \frac{3T_o}{T}}$
PID	$1,333 + \frac{T_o}{4T}$	$\frac{32 + \frac{6T_o}{T}}{13 + \frac{8T_o}{T}}$	$\frac{4}{11 + \frac{2T_o}{T}}$

Na rysunkach B.1-B.6 przedstawiono optymalne nastawy regulatorów dla obiektu statycznego i zakłócenia skokowego doprowadzonego na jego wejście dla różnych wskaźników jakości.

Metoda optymalnego modułu

Metoda optymalnego modułu opiera się na wymaganiu, aby moduł wypadkowej transmitancji widmowej układu zamkniętego był równy jedności dla możliwie jak najszerszego przedziału częstotliwości. Zapewnia to wierne odtwarzanie sygnału wartości zadanej w zamkniętym układzie regulacji [5], [6], [7].

Omówione zostaną dwa układy regulacji z regulatorem proporcjonalno-całkującym

$$G_R(s) = k_P \left(1 + \frac{1}{sT_I} \right) = k_P \frac{1 + sT_I}{sT_I}, \quad (8.4)$$

współpracującym z obiektem statycznym i z obiektem astatycznym.

Obiekt statyczny o transmitancji

$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR}}{(1 + s\tau)(1 + sT)}, \quad (B.5)$$

gdzie

$$\tau \ll T.$$

Wstępnym warunkiem optymalności modułu jest przyjęcie

$$T_I = T. \quad (B.6)$$

Człon forsujący regulatora odpowiadający licznikowi transmitancji (B.4), kompensując inercję związaną z największą stałą czasową obiektu wpływa na przyspieszenie przebiegów przejściowych. Wypadkowa transmitancja układu zamkniętego ma postać

$$G(s) = \frac{k_P k_{OR}}{k_P k_{OR} + sT + s^2 T \tau}. \quad (B.7)$$

Moduł transmitancji widmowej wynosi więc

$$|G(j\omega)| = \frac{k_P k_{OR}}{\sqrt{k_P^2 k_{OR}^2 - \omega^2 (2k_P k_{OR} \tau - T) T + \omega^4 T^2 \tau^2}}. \quad (B.8)$$

Jeżeli moduł ten ma dążyć do jedności dla małych wartości częstotliwości, a więc dla małych wartości ω , to musi być spełniony warunek

$$k_P = \frac{T}{2k_{OR} \tau}. \quad (B.9)$$

Jest to drugi warunek optymalności modułu. Podstawienie optymalnych nastaw do transmitancji wypadkowej prowadzi do następującego wyniku

$$G(s) = \frac{1}{1 + s2\tau + s^2 2\tau^2}. \quad (B.10)$$

Oznaczając

$$\begin{aligned} 2\tau^2 &= T_0^2, \\ 2\tau &= 2\xi T_0. \end{aligned}$$



otrzymuje się

$$\tau_o = \tau \sqrt{2}, \quad \xi = \frac{1}{\sqrt{2}}; \quad (B.11)$$

zapewnia to szybkie przebiegi przejściowe w układzie zamkniętym o przeregulowaniu 4,3%, czasie narastania $t_n = 4,7\tau$, czasie regulacji $t_r = 8,4\tau$ przy zakresie dokładności $\pm 2\%$.

Obiekt astatyczny o transmitancji

$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR}}{sT(1 + s\tau)}; \quad (B.12)$$

w przypadku tym kompensowanie inercji obiektu przez człon forsujący regulatora doprowadzi do niestabilności układu zamkniętego. Nastawy regulatora należy więc wyznaczyć rozpatrując następującą transmitancję układu zamkniętego

$$G(s) = \frac{k_P k_{OR} + s k_P k_{OR} T_I}{k_P k_{OR} + s k_P k_{OR} T_I + s^2 T_I \tau + s^3 T_I T \tau}. \quad (B.13)$$

Moduł transmitancji widmowej wynosi więc

$$|G(j\omega)| = \sqrt{\frac{k_P^2 k_{OR}^2 + \omega^2 k_P^2 k_{OR}^2 T_I^2}{k_P^2 k_{OR}^2 - \omega^2 k_P k_{OR} T_I (2T - k_P k_{OR} T_I) - \omega^4 T_I^2 T (2k_P k_{OR} T - T) + \omega^6 (T_I T \tau)^2}}. \quad (B.14)$$

Aby moduł ten dążył do jedności dla małych wartości częstotliwości, a więc dla małych wartości ω , muszą być spełnione dwa warunki:

$$2T - k_P k_{OR} T_I = 0, \quad (B.15)$$

$$2k_P k_{OR} T - T = 0.$$

Wynikają stąd następujące optymalne nastawy regulatora:

$$k_P = \frac{T}{2k_{OR} \tau}, \quad (B.16)$$

$$T_I = 4\tau.$$



Po podstawieniu optymalnych nastaw do wypadkowej transmitancji układu zamkniętego otrzymano

$$G(s) = \frac{1 + s4\tau}{(1 + s2\tau)(1 + s2\tau + s^2 4\tau^2)} \quad (B.17)$$

Odpowiedź skokowa takiego układu charakteryzuje przeregulowanie 43,4%, czas narastania $t_n = 3,1\tau$, czas regulacji $t_r = 16,5\tau$ przy zakresie dokładności $\pm 2\%$.

Podstawienie optymalnych nastaw regulatora do transmitancji układu otwartego prowadzi do następującego wyniku

$$G_o(s) = G_R(s)G_{OR}(s) = \frac{1 + s4\tau}{s^2 8\tau^2 (1 + s\tau)} \quad (B.18)$$

Charakterystyka logarytmiczna modułu transmitancji układu otwartego $L_o(\omega) = 20 \log |G_o(j\omega)|$ wykazuje symetrię punktów załamań względem osi odciętych. Stąd dobór nastaw według tej reguły nazywa się optimum symetrycznym.

Aby uniknąć nadmiernego przeregulowania w odpowiedzi układu zamkniętego na skokową zmianę wartości zadanej można zastosować, w torze wprowadzania wartości zadanej, filtr o transmitancji

$$G_f(s) = \frac{1}{1 + s4\tau} \quad (B.19)$$

Wypadkowa transmitancja układu zamkniętego z uwzględnieniem filtru wygładzającego wartość zadaną przyjmie postać

$$G(s) = \frac{1}{(1 + s2\tau)(1 + s2\tau + s^2 4\tau^2)} \quad (B.20)$$

Odpowiedź skokową takiego układu charakteryzuje znacznie mniejsze niż poprzednio przeregulowanie wynoszące tylko 8,1%. Czas narastania $t_n = 7,6\tau$ ulega wydłużeniu, lecz czas regulacji $t_r = 13,3\tau$, przy zakresie dokładności $\pm 2\%$, ulega pewnemu skróceniu.

Na podstawie metody optymalnego modułu zostały opracowane dwa sposoby rozwiązania problemu doboru regulatorów dla obiektów zawierających duże i małe stałe czasowe, tzn. dla obiektów regulacji o transmitancji



$$G_{OR}(s) = \frac{k_o}{\prod_{k=1}^n (1 + sT_k) \prod_{k=1}^m (1 + st_k)} \quad (B.21)$$

wykazać można, że w przypadku małych wartości stałych czasowych t_k

$$\prod_{k=1}^m (1 + st_k) \approx (1 + st_{\Sigma}), \quad (B.22)$$

gdzie: $t_{\Sigma} = \sum_{k=1}^m t_k$ - suma wszystkich małych stałych czasowych.

Dobór regulatora zależy więc praktycznie wyłącznie od liczby dużych stałych czasowych.

Kryterium modułowe polega na zastosowaniu regulatora o następującej transmitancji

$$G_R(s) = \frac{\prod_{k=1}^p (1 + s\tau_k)}{sT_c} \quad (B.23)$$

przy czym liczba członów forsujących tego regulatora nie może przekroczyć liczby dużych stałych czasowych obiektu regulacji

$$p \leq n. \quad (B.24)$$

Wymaganie, aby moduł transmitancji wypadkowej układu zamkniętego był równy jedności w możliwie jak najszerszym przedziale częstotliwości, pozwala określić zależność parametrów regulatora $T_c, \tau_1, \dots, \tau_p$ od parametrów obiektu regulacji $k_o, T_1, \dots, T_n, t_{\Sigma}$. Odpowiednie zależności dla przypadku obiektów zawierających jedną lub dwie duże stałe czasowe przedstawiono w tabeli B.4. Można zauważyć, że w przypadku przyjęcia $p = n$ kryterium modułowe prowadzi do prostej reguły polegającej na tym, że człony forsujące regulatora powinny kompensować inercyjności obiektu związane z dużymi stałymi czasowymi.

Kryterium symetrycznego optimum polega na zastosowaniu regulatora o transmitancji

$$G_R(s) = \frac{(1 + s\tau)^n}{sT_c} \quad (B.25)$$



T a b e l a 8.4

Dobór nastaw regulatorów wg kryterium modułowego

Liczba dużych stałych czasowych		n = 1		n = 2		
Obiekt $G_{OR}(s)$		$\frac{k_o}{(1 + sT_1)(1 + st_\Sigma)}$		$\frac{k_o}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + st_\Sigma)}$		
Regulator $G_R(s)$		$\frac{1}{sT_c}$	$\frac{1 + s\tau_1}{sT_c}$	$\frac{1}{sT_c}$	$\frac{1 + s\tau_1}{sT_c}$	$\frac{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}{sT_c}$
Stała czasowa całkowania	T_c	$2k_o T_1$	$2k_o t_\Sigma$	$2k_o(T_1 + T_2)$	$\frac{2k_o T_1 T_2 (T_1 + T_2)}{T_1^2 + T_1 T_2 + T_2^2}$	$2k_o t_\Sigma$
	τ_1	-	T_1	-	$\frac{(T_1^2 + T_2^2)(T_1 + T_2)}{T_1^2 + T_1 T_2 + T_2^2}$	T_1
Stałe czasowe różniczkowania	τ_2	-	-	-	-	T_2

T_1, T_2 - duże stałe czasowe obiektu, t_Σ - suma małych stałych czasowych obiektu.



Należy zauważyć, że liczba członów forsujących regulatora musi być równa liczbie dużych stałych czasowych obiektu regulacji. Analogicznie jak poprzednio, wymaganie, aby moduł transmitancji wypadkowej układu zamkniętego był równy jedności w możliwie jak najszerszym przedziale częstotliwości, pozwala określić zależność parametrów regulatora T_c, τ od parametrów obiektu regulacji $k_o, T_1, \dots, T_n, t_\Sigma$. Odpowiednie zależności dla przypadku obiektów zawierających jedną lub dwie duże stałe czasowe przedstawiono w tabeli B.5.

T a b e l a B.5

Dobór nastaw regulatorów wg kryterium symetrycznego optimum

Liczba dużych stałych czasowych		$n = 1$	$n = 2$
Obiekt $G_{OR}(s)$		$\frac{k_o}{(1 + sT_1)(1 + st_\Sigma)}$	$\frac{k_o}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + st_\Sigma)}$
Regulator $G_R(s)$		$\frac{1 + s\tau}{sT_c}$	$\frac{(1 + s\tau)^2}{sT_c}$
Stała czasowa całkowania	T_c	$2k_o t_\Sigma \frac{\tau}{T_1}$	$2k_o t_\Sigma \frac{\tau^2}{T_1 T_2}$
Stała czasowa różniczkowania	τ	$4 t_\Sigma$	$8 t_\Sigma$

T_1, T_2 - duże stałe czasowe obiektu, t_Σ - suma małych stałych czasowych.

Kryterium symetrycznego optimum może być również stosowane do doboru regulatora także w przypadku obiektu regulacji z astatyzmem n -tego rzędu:

$$G_{OR}(s) = \frac{k_o}{(sT)^n (1 + st_\Sigma)}. \quad (B.26)$$

We wzorze podanych w tabeli B.5 należy wówczas przyjąć

$$T_1 \cdot T_2 \cdot \dots \cdot T_n = T^n. \quad (B.27)$$



Szczegółowe omówienie podstaw teoretycznych kryterium modułowego i kryterium symetrycznego optimum można znaleźć w literaturze [7]. Kryteria te bywają często nazywane kryteriami Kesslera.

LITERATURA

- [1] P u ł a c z e w s k i J.: Dobór nastaw regulatorów przemysłowych. WNT, Warszawa 1966.
- [2] Poradnik Inżyniera. Automatyka. WNT, Warszawa 1969.
- [3] F i n d e i s e n W.: Technika regulacji automatycznej. WNT, Warszawa 1969.
- [4] T a k a h a s h i Y., R a b i n s M., A u s l a n d e r D.: Sterowanie i systemy dynamiczne. WNT, Warszawa 1976.
- [5] F r ö h r F., O r t t e n b u r g e r F.: Wprowadzenie do elektronicznej techniki regulacji. WNT, Warszawa 1977.
- [6] G ó r e c k i H.: Analiza i synteza układów regulacji z opóźnieniem. WNT, Warszawa 1971.
- [7] N o w a c k i P., S z k ł a r s k i L., G ó r e c k i H.: Podstawy teorii układu regulacji automatycznej, t. I. PWN, Warszawa 1970.
- [8] D o u g l a s J.M.: Dynamika i sterowanie procesów, t. II. Warszawa 1976.



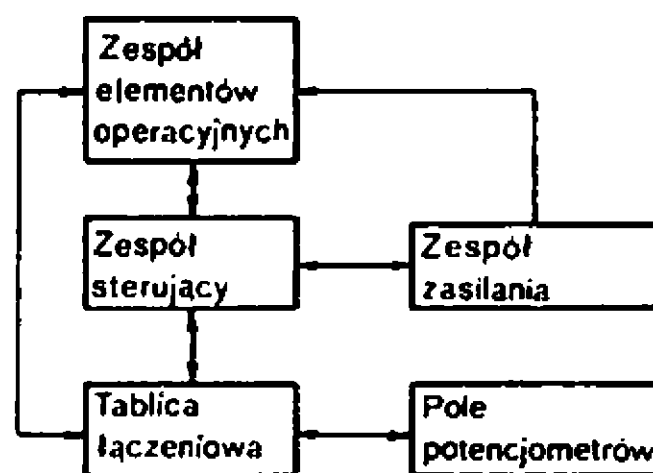
Dodatek C

PODSTAWOWE WIADOMOŚCI O BUDOWIE, ZASADACH DZIAŁANIA I OBSŁUDZE MASZINY ANALOGOWEJ MA-4

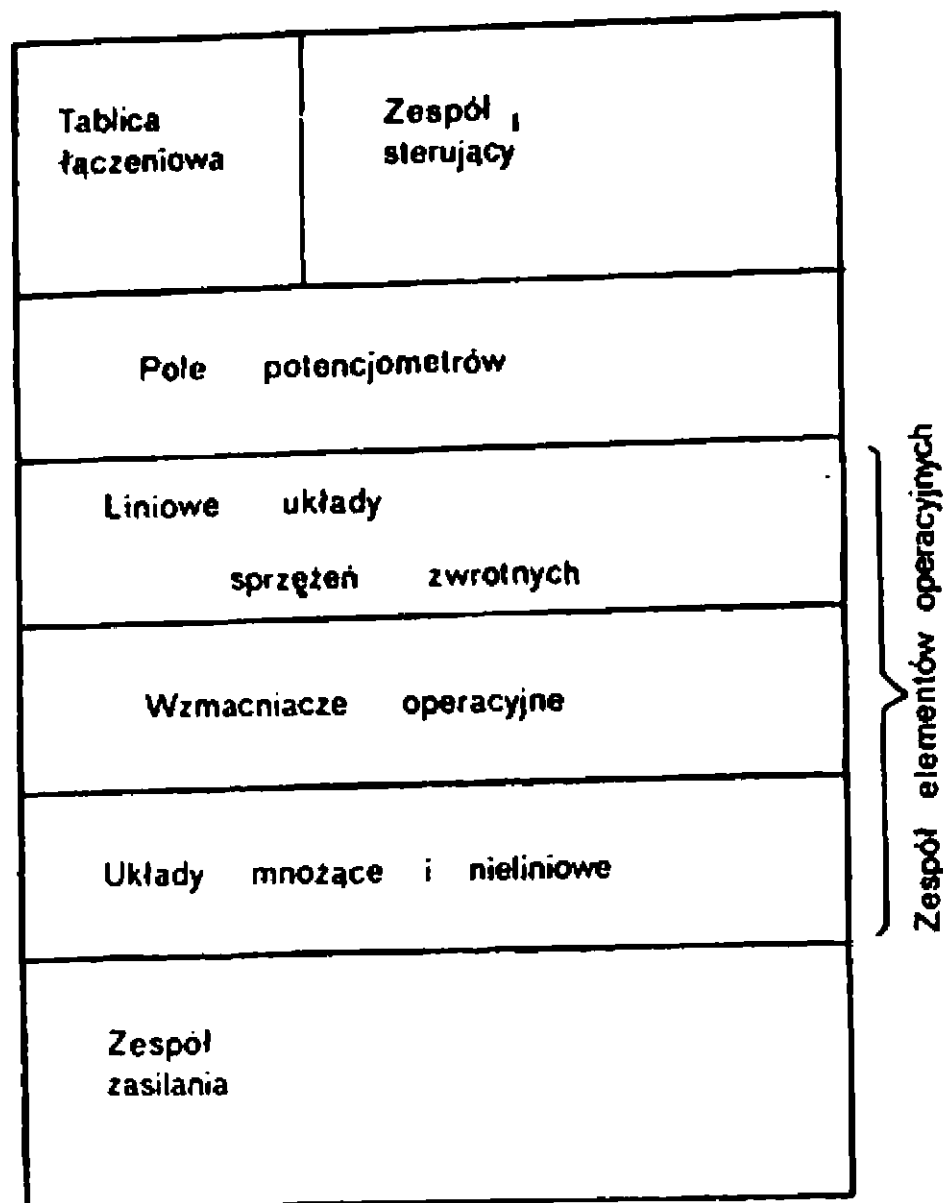
Maszyny analogowe są to maszyny matematyczne o działaniu ciągłym. Ich cechą specyficzną jest niasekwencyjny, ciągły przebieg operacji matematycznych na ciągłych wielkościach fizycznych (np. napięcie), o jednej zmiennej niezależnej, którą jest czas. Stąd wynika, że różne wielkości fizyczne modelowane na maszynie analogowej są przedstawione w postaci odpowiednich przebiegów napięcia lub natężenia prądu elektrycznego. Przebiegi te mogą być modelowane w różnych (także nierzeczywistych) skalach czasu.

Zasadniczymi elementami maszyny analogowej realizującymi odpowiednie działania matematyczne są członki sumujące, całkujące, mnożące i przekształtniki funkcji. Programowanie maszyn odbywa się przez dokonanie odpowiednich połączeń między powyższymi członkami na tablicy łączeniowej (tzw. "cross"). Wyjściem z maszyny analogowej może być ekran monitora, rejestrator x-y-t lub woltomierz cyfrowy.

Istnieją różne rozwiązania konstrukcyjne maszyn analogowych, niemniej poprawne działanie tych maszyn wymaga stosowania określonych bloków i układów wchodzących w skład funkcjonalnych zespołów przedstawionych na rysunku C.1. Przy omawianiu poszczególnych zespołów posłużono się przykładem maszyny analogowej MA-4. Schemat płyty czołowej maszyny pokazano na rysunku C.2.



Rys. C.1. Schemat połączeń podstawowych zespołów funkcjonalnych maszyny analogowej



Rys. C.2. Widok płyty czołowej maszyny analogowej MA-4

Zespół sterujący

Zespół sterujący składa się z następujących elementów: zespołu adresowego, zespołu warunków początkowych, zespołu przełącznika sterowania.

1. Zespół adresowy służy do łączenia wybranych punktów pomiarowych z urządzeniami rejestrującymi badane wielkości za pomocą przycisków WOLTOMIERZ:

- ADRES - dołącza woltomierz do wyjścia wzmacniacza operacyjnego o numerze wybranym dodatkowymi przyciskami ADRES,
- POT. - dołącza woltomierz do wyjścia wybranego potencjometru,
- W.P. - dołącza woltomierz do wyjścia potencjometru wybranego warunku początkowego,
- ZASIL. - dołącza woltomierz do wybranego zasilacza maszyny.

2. Zespół warunków początkowych jest źródłem napięć stałych, które mogą być wykorzystywane jako warunki początkowe nastawiane na integratorach bądź jako składowe stałe występujące w zadaniach. Źródło napięcia stałego ma zakres odpowiadający zakresowi napięcia jednostki maszynowej równej ± 100 V, (1 JM jest to dopuszczalna wartość napięcia, jaka może wystąpić na którymkolwiek członie operacyjnym maszyny w trakcie rozwiązywania danego problemu).

3. Zespół przełącznika sterowania służy do wybierania rodzaju pracy maszyny za pomocą przycisków STEROWANIE:

- ZERO - sprowadza napięcia wyjściowe wzmacniaczy operacyjnych do zera,
- W.P. - powoduje wstępne ładowanie kondensatorów integratorów do wybranych poziomów napięć,
- LICZ. - rozpoczyna przebieg przejściowy w zamodelowanym układzie,
- STOP - przerywa pracę maszyny, utrzymując wartości napięć w układzie występujących w chwili przerwania.

Tablica łączeniowa

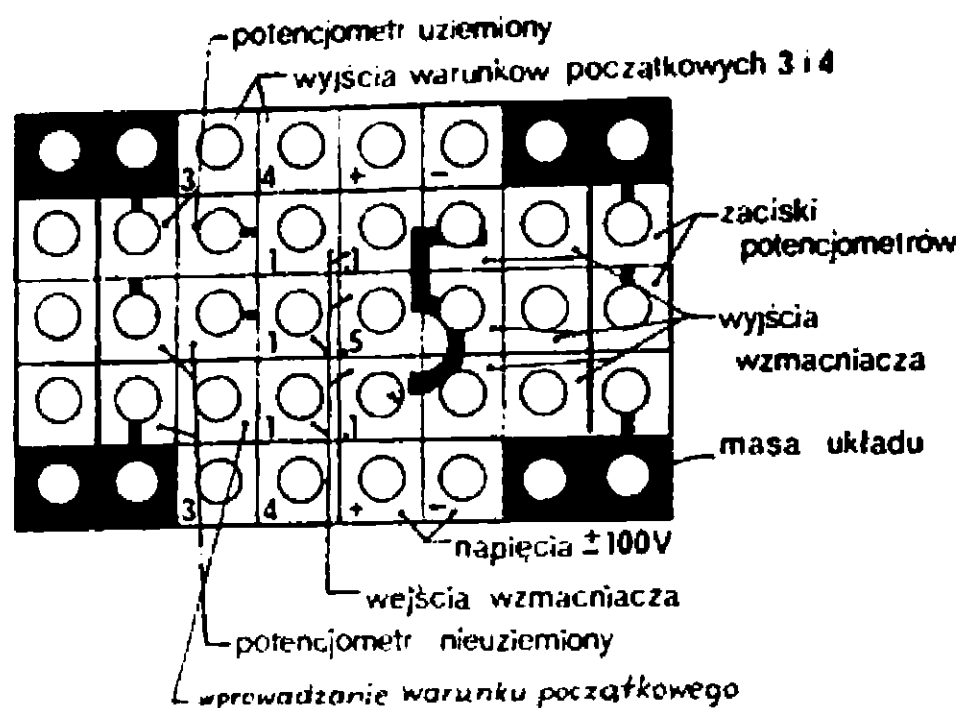
Tablica łączeniowa jest niezbędna do wykonania połączeń pomiędzy poszczególnymi elementami maszyny celem odwzorowania rozwiązywanego zadania. Tablica jest wymienna, dzięki czemu połączenia na niej można dokonywać poza maszyną.

Tablica łączeniowa posiada 528 otworów umieszczonych w 15 grupach oznaczonych numerami 1 ... 15. Każda grupa jest połączona z elementami kolejnych liniowych elementów operacyjnych. Fragment tablicy odpowiadający jednej z grup pokazano na rysunku C.3.

Pole potencjometrów

Wieloobrotowe potencjometry służą do nastawiania stałych współczynników na wejściach elementów operacyjnych. Maszyna MA-4 posiada 15 potencjometrów z uziemionym zaciskiem dolnym (górny rząd pola) oraz 15 potencjometrów nieziemionych (rząd dolny). Pomiaru nastawy potencjometru dokonuje się poprzez naciśnięcie przycisku znajdującego się obok każdego z potencjometrów. Niedopuszczalne jest naciskanie jednocześnie kilku przycisków.





Rys. C.3. Widok fragmentu tablicy łączeniowej

Zespół elementów operacyjnych

Pod pojęciem elementu operacyjnego maszyny analogowej rozumie się elementy wykonujące operacje arytmetyczne, całkowanie, generowanie funkcji nieliniowych itp. W zespole elementów operacyjnych maszyny MA-4 wyróżnia się następujące układy: układy liniowych sprzężeń zwrotnych, układ mnożący, układ nieliniowy.

1. Układy liniowych sprzężeń zwrotnych. 15 układów liniowych sprzężeń zwrotnych, z których każdy współpracuje z odpowiednim wzmacniaczem operacyjnym pozwala na pracę wzmacniaczy jako sumatorów lub integratorów. Rodzaj pracy wybiera się przełącznikiem S na płycie czołowej układu (rys. C.4). Zwora Z_1 służy do włączania odpowiedniego rezystora lub kondensatora w pętlę sprzężenia zwrotnego wzmacniacza. Zwora Z_2 wraz z kondensatorami C_2 pozwala modelować na wzmacniaczu bardziej złożone układy.

2. Układ mnożący składa się z 2 wzmacniaczy operacyjnych, 2 diodowych układów logicznych i 2 przekształtników diodowych aproksymujących charakterystyki kwadratowe. Układ realizuje następujące operacje:

- a) $Y = -0,01 \cdot x_1 \cdot x_2$,
- b) $Y = -10 \cdot x_1/x_2$,

$$\begin{aligned} \text{c) } Y &= 10 \cdot \sqrt{X_1}, \\ \text{d) } Y &= -0,01 \cdot X_1^2. \end{aligned}$$

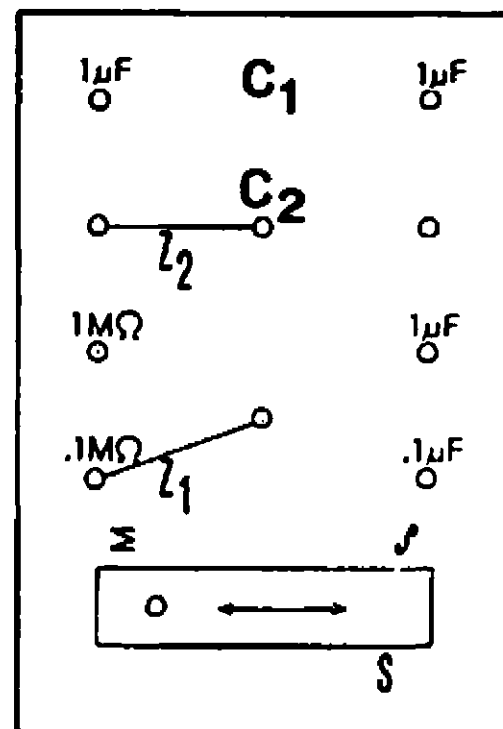
(C.1)

Rodzaj operacji wybiera się przełącznikiem klawiszowym znajdującym się na płycie czołowej układu.

3. Układ nieliniowy pozwala modelować nieliniowość metodą aproksymacji odcinkowej. Układ ma 12 obwodów realizujących zależność

$$Y = \begin{cases} 0 & \text{dla } x < x_0 \\ a(x - x_0) & \text{dla } x > x_0 \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

o nastawialnych wartościach x_0 oraz a . Wyjście układu nieliniowego jest połączone z wejściem wzmacniacza operacyjnego. W maszynie MA-4 są to wzmacniacze 7 i 13. Na polach tablicy łączeniowej, odpowiadających tym wzmacniaczom są dostępne dodatnie i ujemne wejścia odpowiednich układów nieliniowych.



Rys. C.4. Widok płyty czołowej układu sprzężenia zwrotnego

Zespół zasilania

Zespół zasilania wytwarza stabilizowane napięcia stałe niezbędne do prawidłowej pracy maszyny. Składa się z 3 zasilaczy: +220 V, -220 V, -350 V.

PODSTAWOWE WIADOMOŚCI O MODELOWANIU MATEMATYCZNYM I STRUKTURALNYM

Modelowanie matematyczne wymaga opisu rozwiązywanego zadania za pomocą równań różniczkowych, w których poszukiwane funkcje można wyznaczyć na podstawie innych znanych wielkości. Tak zestawiony układ równań jest podstawą do ustalenia schematu połączeń członów operacyjnych, w którym to schemacie na wyjściach integratorów otrzymuje się funkcje występujące w równaniach wyjściowych pod postacią pochodnych.

Modelowanie strukturalne wykorzystuje wyjściowy schemat strukturalny badanego układu w ten sposób, że poszczególne elementy opera-

cyjne maszyny analogowej odwzorowują właściwości dynamiczne elementów układu rzeczywistego, tzn., że transmitancje elementów maszyny modelują transmitancje układu rzeczywistego.

W uproszczeniu można powiedzieć, że modelowanie matematyczne to modelowanie równań, a modelowanie strukturalne jest modelowaniem transmitancji. Ponieważ jednak transmitancję elementu można sprowadzić do odpowiedniego równania różniczkowego, dalsze uwagi zostaną ograniczone do modelowania liniowych równań różniczkowych.

Dane jest równanie różniczkowe, liniowe o stałych współczynnikach

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{d^i y(t)}{dt^i} = \sum_{j=0}^m b_j \frac{d^j u(t)}{dt^j}. \quad (C.3)$$

Po m -krotnym scałkowaniu tego równania, w celu uzyskania z prawej jego strony kombinacji funkcji $u(t)$ oraz jej kolejnych całek, można zapisać, że

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{d^{i-m} y(t)}{dt^{i-m}} = \sum_{j=0}^m b_j \frac{d^{j-m} u(t)}{dt^{j-m}}, \quad (C.4)$$

przy czym

$$\frac{d^{-p} f(t)}{dt^{-p}} = \underbrace{\int \int \dots \int}_{p \text{ razy}} f(t) dt. \quad (C.5)$$

Wyznaczając z postaci (C.4) najwyższą pochodną $y(t)$, otrzymuje się

$$\frac{d^{n-m} y(t)}{dt^{n-m}} = \frac{1}{a_n} \sum_{j=0}^m b_j \frac{d^{j-m} u(t)}{dt^{j-m}} - \frac{1}{a_n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \frac{d^{i-m} y(t)}{dt^{i-m}}. \quad (C.6)$$

W maszynie analogowej rozwiązanie takiego równania, tzn. wyznaczenie $y(t)$, polega na $(n - m)$ -krotnym całkowaniu (C.6). Napięcie $U_y^{(k)}$ oraz $U_u^{(1)}$ występujące w maszynie, a odpowiadające odpowiednio wielkościom

$$\frac{d^k y(t)}{dt^k} \quad \text{oraz} \quad \frac{d^1 u(t)}{dt^1},$$



gdzie: $k = -m, -m + 1, \dots, n - m$

$l = -m, -m + 1, \dots, 0$

a także czas maszynowy τ , są powiązane z wielkościami rzeczywistymi za pomocą tzw. współczynników skali:

$$U_y^{(k)} = \alpha_y^{(k)} \frac{d^k y(t)}{dt^k}, \quad U_u^{(l)} = \alpha_u^{(l)} \frac{d^l u(t)}{dt^l}, \quad (C.7)$$

$$\tau = \alpha_t \cdot t,$$

które ze względu na zakres napięć roboczych ± 100 V muszą spełniać warunki:

$$\alpha_y^{(k)} \leq \frac{100 \text{ V}}{\left| \frac{d^k y(t)}{dt^k} \right|_{\max}}, \quad \alpha_u^{(l)} \leq \frac{100 \text{ V}}{\left| \frac{d^l u(t)}{dt^l} \right|_{\max}} \quad (C.8)$$

Odpowiedni wybór skali czasu pozwala przeprowadzać zarówno obserwację, jak i rejestrację wyników.

Równanie (C.6) w wielkościach maszynowych, czyli dla napięć $U_y^{(k)}$ oraz $U_u^{(l)}$ i czasu maszynowego τ ma postać

$$U_y^{(n-m)} = \sum_{j=0}^m \frac{b_j}{a_n} \frac{\alpha_y^{(n-m)}}{\alpha_u^{(j-m)}} U_u^{(j-m)} - \sum_{i=0}^{n-1} \frac{a_i}{a_n} \frac{\alpha_y^{(n-m)}}{\alpha_y^{(i-m)}} U_y^{(i-m)}, \quad (C.9)$$

Wprowadzając oznaczenia:

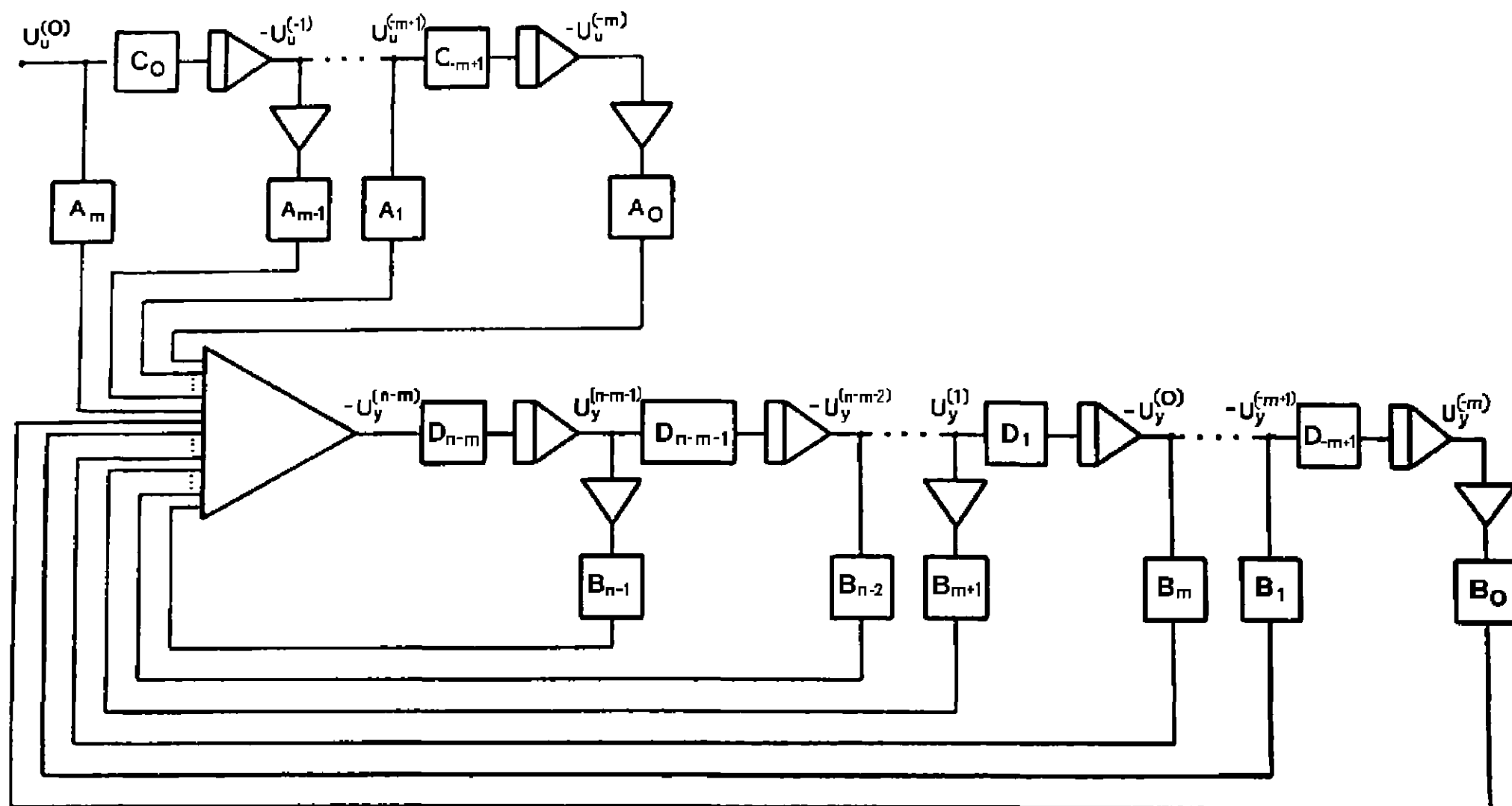
$$A_{j-m} = \frac{b_j}{a_n} \frac{\alpha_y^{(n-m)}}{\alpha_u^{(j-m)}} \frac{1}{k_{uj}}, \quad B_{i-m} = \frac{a_i}{a_n} \frac{\alpha_y^{(n-m)}}{\alpha_y^{(i-m)}} \frac{1}{k_{yi}}, \quad (C.10)$$

gdzie k_{uj} , k_{yi} - współczynniki wzmocnienia odpowiednich sumatorów, oraz

$$C_1 = \frac{1}{\alpha_t} \frac{\alpha_u^{(1-1)}}{\alpha_u^{(1)}} \frac{1}{k_{Iu1}}, \quad D_k = \frac{1}{\alpha_t} \frac{\alpha_y^{(k-1)}}{\alpha_y^{(k)}} \frac{1}{k_{Iyk}}, \quad (C.11)$$

gdzie k_{Iu1} , k_{Iyk} - współczynniki wzmocnienia odpowiednich integratorów,





Rys. C.5. Schemat analogowy odpowiadający równaniu (C.9)

i pamiętając o zmianie znaku wprowadzonej przez wzmacniacz operacyjny, można narysować schemat analogowy jak na rysunku C.5. Współczynniki C_1 oraz D_k wynikają z zależności:

$$U_u^{(1-1)} = \frac{1}{\alpha_t} \frac{\alpha_u^{(1-1)}}{\alpha_u^{(1)}} \int_0^{\tau} U_u^{(1)} d\tau, \quad U_y^{(k-1)} = \frac{1}{\alpha_t} \frac{\alpha_y^{(k-1)}}{\alpha_y^{(k)}} \int_0^{\tau} U_y^{(k)} d\tau. \quad (C.12)$$

Wartości współczynników (C.10) i (C.11) muszą być oczywiście mniejsze od jednostki maszynowej. W przeciwnym wypadku w obliczeniach należy uwzględnić inne niż przyjęto współczynniki skali.

LITERATURA

- [1] S z o p ł i ń s k i Z.: Elektroniczna technika analogowa. WNT, Warszawa 1969.
- [2] M ę d r z y c k i J.: Technika analogowa i hybrydowa. WNT, Warszawa 1974.
- [3] Z i e ł i ń s k i J.S.: Modelowanie analogowe i cyfrowe. Skrypt PŁ, Łódź 1980.
- [4] G z y ż y k o w s k i Z., K ą c k i E., W o ź n i a k o w s k i M.: Ćwiczenia laboratoryjne z maszyn analogowych. Skrypt PŁ, Łódź 1978.





Ć w i c z e n i e 1

LINIOWE REGULATORY O DZIAŁANIU CIĄGŁYM

Celem ćwiczenia jest poznanie zasad tworzenia struktur liniowych regulatorów o działaniu ciągłym w oparciu o wzmacniacze operacyjne oraz zastosowanie ich do syntezy zamkniętych układów regulacji o zadanych parametrach przebiegów przejściowych.

1.1. Opis stanowiska laboratoryjnego

Na stanowisko laboratoryjne składa się zespół bloków realizujących:

- dwa zadajniki służące do wytwarzania skokowej zmiany napięcia jako wymuszenia i zakłócenia,
- modele podstawowych członów regulatorów,
- model obiektu regulacji o charakterze statycznym i astatycznym.

Wejścia i wyjścia powyższych bloków są dostępne na tablicy łączeniowej. Potencjometr umieszczony w każdym z dwóch zadajników pozwala na uzyskanie dodatniego lub ujemnego skoku napięcia o amplitudzie od zera do kilku woltów. Wyłącznik zadajnika wartości zadanej jest sprzęgnięty ze wszystkimi członami całkującymi, występującymi w ćwiczeniu w ten sposób, że wyłączenie napięcia zadającego powoduje rozładowanie kondensatorów w tych członach. Umożliwia to obserwację odpowiedzi regulatora, obiektu bądź całego układu regulacji przy zerowych warunkach początkowych.

Zestaw podstawowych członów regulatorów pozwala na realizację struktur złożonych, takich jak regulatory PI, PD czy PID o różnych nastawach parametrów.

Obiekt regulacji jest zamodelowany poprzez szeregowe połączenie odpowiednich członów inercyjnych i członu całkującego. Umieszczone na tablicy łączeniowej przełączniki pozwalają na wybór typu obiektu oraz zmianę jego parametrów dynamicznych.



1.2. Zasada działania regulatorów i układu regulacji

Wprowadzenie scalonych wzmacniaczy operacyjnych pozwoliło na prostą realizację dowolnych członów dynamicznych. Wzmacniacz operacyjny, pracujący jako wzmacniacz prądu stałego, ma m.in. następujące własności:

- duży współczynnik wzmocnienia,
- dużą rezystancję wejściową,
- szerokie pasmo przenoszenia.

Narzucają one konieczność pracy wzmacniacza operacyjnego w układzie ze sprzężeniem zwrotnym, gdyż w przeciwnym razie wzmacniaczysterowany przypadkowym sygnałem osiąga stan nasycenia określony wartością napięć zasilających. Wynika stąd, że w układzie z rysunku 1.1 z dużą dokładnością można przyjąć prądysterowania wzmacniacza $I_w \approx 0$ oraz jego napięcie wejściowe $U_w \approx 0$. Przy tych założeniach rozpatrywany układ, zgodnie z prawami Kirchhoffa, można opisać równaniami:

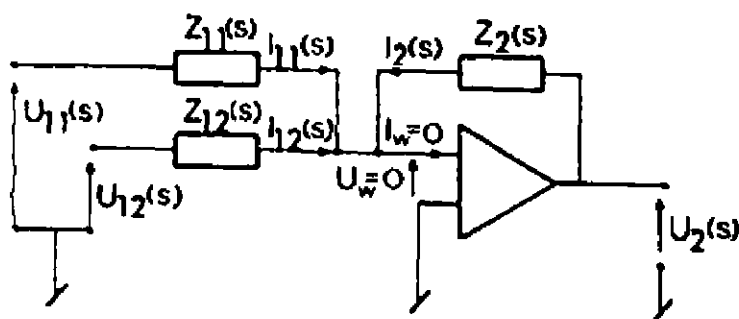
$$I_{11}(s) = \frac{U_{11}(s)}{Z_{11}(s)}, \quad I_{12}(s) = \frac{U_{12}(s)}{Z_{12}(s)}, \quad I_2(s) = \frac{U_2(s)}{Z_2(s)}, \quad (1.1)$$

$$I_2(s) = - [I_{11}(s) + I_{12}(s)].$$

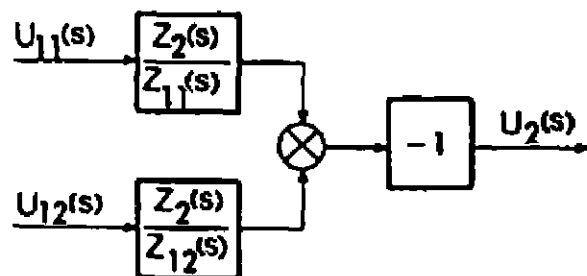
Na tej podstawie otrzymuje się zależność

$$U_2(s) = - \left[\frac{Z_2(s)}{Z_{11}(s)} U_{11}(s) + \frac{Z_2(s)}{Z_{12}(s)} U_{12}(s) \right], \quad (1.2)$$

której odpowiada schemat blokowy na rysunku 1.2.



Rys. 1.1. Układ wzmacniacza operacyjnego ze sprzężeniem zwrotnym

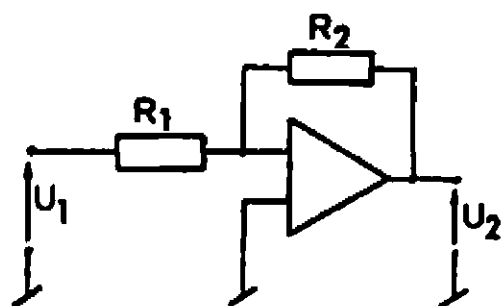


Rys. 1.2. Schemat blokowy układu z rysunku 1.1

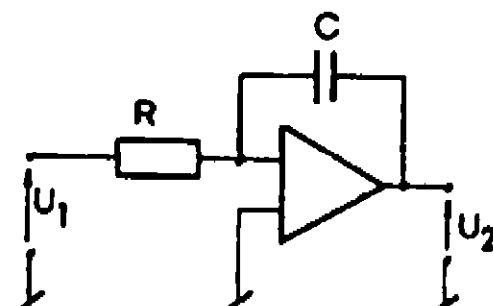
Dobór odpowiednich impedancji $Z_{11}(s)$, $Z_{12}(s)$ oraz $Z_2(s)$ pozwala realizować człony o żądanych transmitancjach, a więc m.in.:

a) człon proporcjonalny (rys. 1.3)

$$G_p(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = - \frac{R_2}{R_1}, \quad (1.3)$$



Rys. 1.3. Układ realizujący człon proporcjonalny



Rys. 1.4. Układ realizujący człon całkujący

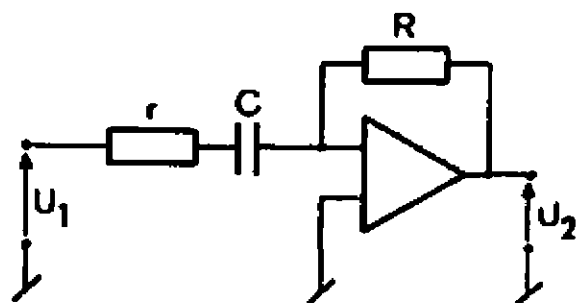
b) człon całkujący (rys. 1.4)

$$G_I(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = - \frac{1}{sRC}, \quad (1.4)$$

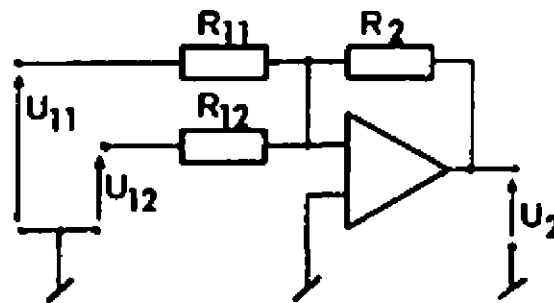
c) człon różniczkujący (rys. 1.5)

$$G_D(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = - \frac{sRC}{1 + sRC}, \quad (1.5)$$

rezystancja $r \neq 0$ wprowadza tu wprowadzić inercyjność, ale jednocześnie stanowi zabezpieczenie przed niepożądanym zjawiskiem wzbudzenia się drgań w układzie zamkniętym;



Rys. 1.5. Układ realizujący człon różniczkujący



Rys. 1.6. Układ realizujący człon sumujący

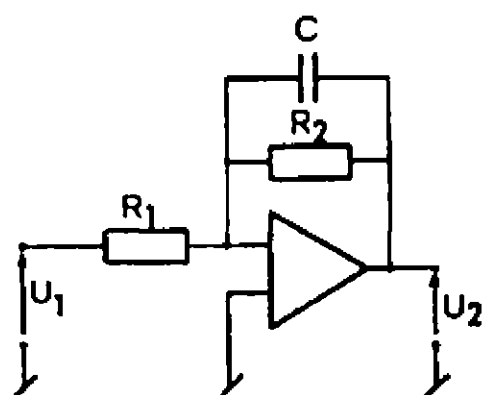
d) człon sumujący (rys. 1.6)

$$U_2(s) = - \left[\frac{R_2}{R_{11}} U_{11}(s) + \frac{R_2}{R_{12}} U_{12}(s) \right]; \quad (1.6)$$

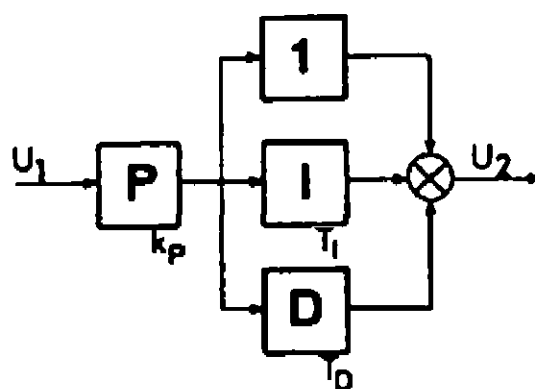
e) człon inercyjny (rys. 1.7)

$$G(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + s R_2 C}. \quad (1.7)$$

Powyższe człony pozwalają na budowę struktur bardziej złożonych regulatorów oraz różnych modeli obiektów regulacji. Przy tworzeniu struktur regulatorów należy jednak pamiętać o niepożądanym zjawisku interakcji między wprowadzanymi nastawami regulatora. Aby uniknąć interakcji, np. w regulatorze PID, powinien on mieć strukturę przedstawioną na rysunku 1.8. Opierając się na tym schemacie na tablicy łączeniowej rozmieszczono wzmacniacze operacyjne modelujące poszczególne człony regulatora.



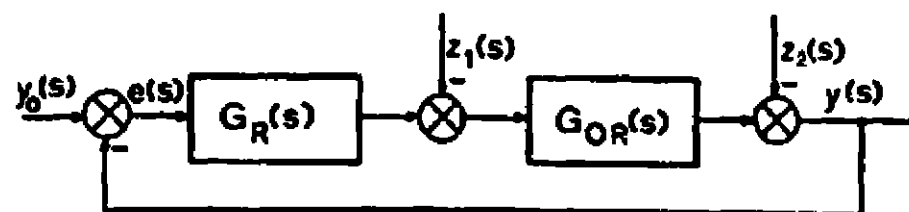
Rys. 1.7. Układ realizujący człon inercyjny



Rys. 1.8. Schemat blokowy regulatora PID (bez interakcji)

Na rysunku 1.9 przedstawiono schemat blokowy zamkniętego układu regulacji z zaznaczeniem możliwych oddziaływań zakłóceń. W zależności od rodzaju zastosowanego regulatora i miejsca przyłożenia zakłócenia, w układzie tym otrzymuje się różne przebiegi uchybu regulacji $e(t)$ (rys. 1.10). Przebiegi te są charakteryzowane przez różne wskaźniki, przy czym najczęściej przez:

- e_1 - maksymalny uchyb dynamiczny,
- T_R - czas regulacji,
- T^* - czas trwania pierwszego odchylenia,
- σ - przeregulowanie,
- $e(\infty)$ - uchyb ustalony.



Rys. 1.9. Schemat blokowy typowego zamkniętego układu regulacji

Dla właściwie zaprojektowanego układu regulacji powyższe wskaźniki nie mogą przekraczać dopuszczalnych wartości maksymalnych, określonych wymaganiami technologicznymi, przy założeniu skokowych zmian wymuszeń i zakłóceń.

Inny charakter mają wskaźniki przebiegów uchybu regulacji nazywane kryteriami całkowymi, z których najczęściej stosuje się:

$$I_1 = \int_0^{\infty} |e_p(t)| dt, \quad I_2 = \int_0^{\infty} t |e_p(t)| dt, \quad I_3 = \int_0^{\infty} e_p^2(t) dt, \quad (1.8)$$

gdzie $e_p(t)$ – składowa przejściowa uchybu regulacji.

Przebiegi przejściowe występujące w układzie regulacji uważa się za optymalne, jeżeli jest spełniony warunek minimalnej wartości wybranego wskaźnika całkowego.

1.3. Program ćwiczenia

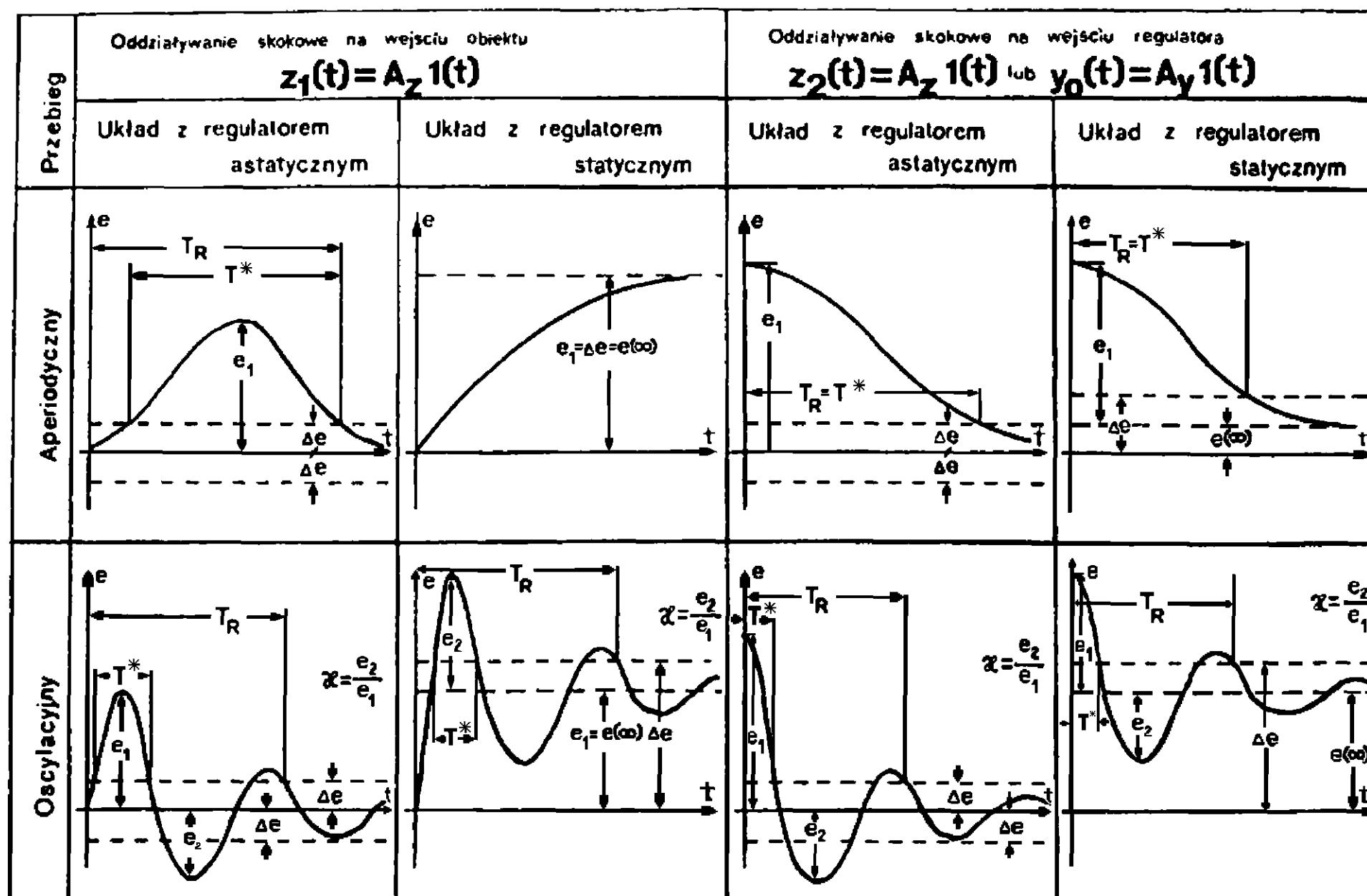
Program ćwiczenia obejmuje:

- badanie regulatorów P, I, PI, PD, PID,
- identyfikację modeli obiektu regulacji,
- dobór nastaw regulatorów,
- badanie zamkniętego układu regulacji.

Badanie regulatorów polega na doprowadzeniu do wejścia sygnału skokowego oraz obserwacji odpowiedzi na wyjściu regulatora.

Identyfikacji badanego modelu obiektu regulacji należy dokonywać odpowiednimi metodami opisanymi w Dodatku A. Użyte w ćwiczeniu modele obiektu regulacji mogą być przybliżone transmitancjami w postaci

$$G_{OR}(s) \approx \frac{k_{OR} e^{-sT_0}}{1 + sT} \quad \text{lub} \quad G_{OR}(s) \approx \frac{k_{OR}}{(1 + s\tau)(1 + sT)}. \quad (1.9)$$



Rys. 1.10. Przykładowe przebiegi uchybu regulacji w układzie z rysunku 1.9

dla obiektu statycznego oraz

$$G_{OR}(s) \approx \frac{k_{OR} e^{-sT_0}}{sT} \quad \text{lub} \quad G_{OR}(s) \approx \frac{k_{OR}}{(1 + sT)sT}, \quad (1.10)$$

dla obiektu astatycznego.

Parametry występujące w powyższych transmitancjach mogą być określone na podstawie zarejestrowanej odpowiedzi obiektu na sygnał skokowy o znanej amplitudzie, przy zerowych warunkach początkowych.

Dobór nastaw regulatorów przeprowadza się metodami opisanymi w Dodatku B w oparciu o dokonaną wcześniej identyfikację modelu obiektu regulacji.

Badania zamkniętego układu regulacji dokonuje się po połączeniu danego regulatora z modelem obiektu regulacji i wprowadzeniu do regulatora nastaw wyznaczonych w oparciu o przyjęty wskaźnik jakości. Jakość regulacji w tak otrzymanym układzie bada się na podstawie odpowiedzi układu na skokową zmianę wartości sygnału zadającego lub skokowe pojawienie się stałego sygnału zakłócenia. Amplitudy tych skoków muszą być tak dobrane, aby w czasie trwania procesów przejściowych żaden ze wzmacniaczy operacyjnych nie nasycił się.

1.4. Instrukcja wykonawcza

Badania przewidziane programem ćwiczenia należy przeprowadzić opierając się na następujących wskazówkach:

- 1) wybrany typ regulatora P, I, PI lub PD należy realizować, opierając się na schemacie regulatora PID (rys. 1.8), eliminując zbędne połączenia między poszczególnymi członami,
- 2) przed przystąpieniem do rejestracji odpowiedzi skokowych regulatorów należy sprawdzić poprawność działania poszczególnych członów – odpowiedzi członów i regulatorów obserwować na monitorze,
- 3) dla wszystkich typów regulatorów P, I, PI, PD, PID należy wyprowadzić związki pomiędzy parametrami elementów biernych współpracujących z wykorzystywanymi wzmacniaczami operacyjnymi, a typowymi parametrami transmitancji regulatora o postaci

$$G_R(s) = k_P \left(1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D \right), \quad (1.11)$$



4) w celu przeprowadzenia identyfikacji obiektu regulacji należy zarejestrować za pomocą pisaka x-y-t odpowiedzi skokowe modelu statycznego i astatycznego dla znanej wartości amplitudy sygnału wymuszającego,

5) aby przy doborze nastaw regulatorów móc stosować kryterium Zieglera-Nicholsa należy dla obu modeli obiektu regulacji połączyć zamknięty układ regulacji z regulatorem P i w obu przypadkach wyznaczyć doświadczalnie krytyczną wartość współczynnika wzmocnienia $k_{pkryt.}$ przy której w układzie wystąpią drgania niegasnące oraz okres tych drgań $T_{osc.}$,

6) doboru nastaw regulatorów należy dokonać metodami wskazanymi przez prowadzącego ćwiczenie,

7) wyniki badań jakości układu zamkniętego w postaci przebiegów odpowiedzi układu na skokowe wymuszenia należy rejestrować na pisaku x-y-t, grupując na wspólnych wykresach przebiegi dotyczące określonego obiektu regulacji, otrzymane dla różnych typów regulatorów oraz nastaw odpowiadających różnym kryteriom jakości; dla każdego takiego wspólnego wykresu należy podać:

- typ obiektu regulacji (statyczny czy astatyczny),
- rodzaj wymuszenia (skokowa zmiana sygnału zadającego czy zakłócenia na wejściu obiektu),
- wartość amplitudy skoku wymuszenia.

Przy poszczególnych przebiegach należy zaznaczyć typ użytego regulatora i rodzaj kryterium jakości zastosowanego przy doborze nastaw.

Sprawozdanie z ćwiczenia powinno zawierać:

- schemat blokowy zamkniętego układu regulacji z uwzględnieniem struktury regulatora,
- wzory określające parametry k_P , T_I , T_D w zależności od parametrów elementów biernych dla regulatorów P, I, PI, PD, PID,
- wyniki identyfikacji obu modeli obiektu regulacji,
- krytyczne wartości wzmocnienia $k_{pkryt.}$ regulatora proporcjonalnego oraz okresy drgań $T_{osc.}$ dla obu modeli obiektu regulacji,
- wartości nastaw regulatorów wyznaczone metodami wskazanymi przez prowadzącego ćwiczenie,
- wyniki badań układu zamkniętego,
- omówienie otrzymanych wyników.



Ć w i c z e n i e 2

UKŁAD AUTOMATYCZNEJ REGULACJI Z REGULATOREM PI

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z zasadą działania układu regulacji, zawierającego regulator przemysłowy RE-PI przeznaczony do regulacji procesów wolnozmiennych oraz ze sposobem dobierania nastaw tego regulatora, pozwalających uzyskać pożądane przebiegi przejściowe w zamkniętym układzie regulacji.

2.1. Opis stanowiska laboratoryjnego

Badany układ regulacji tworzą następujące urządzenia:

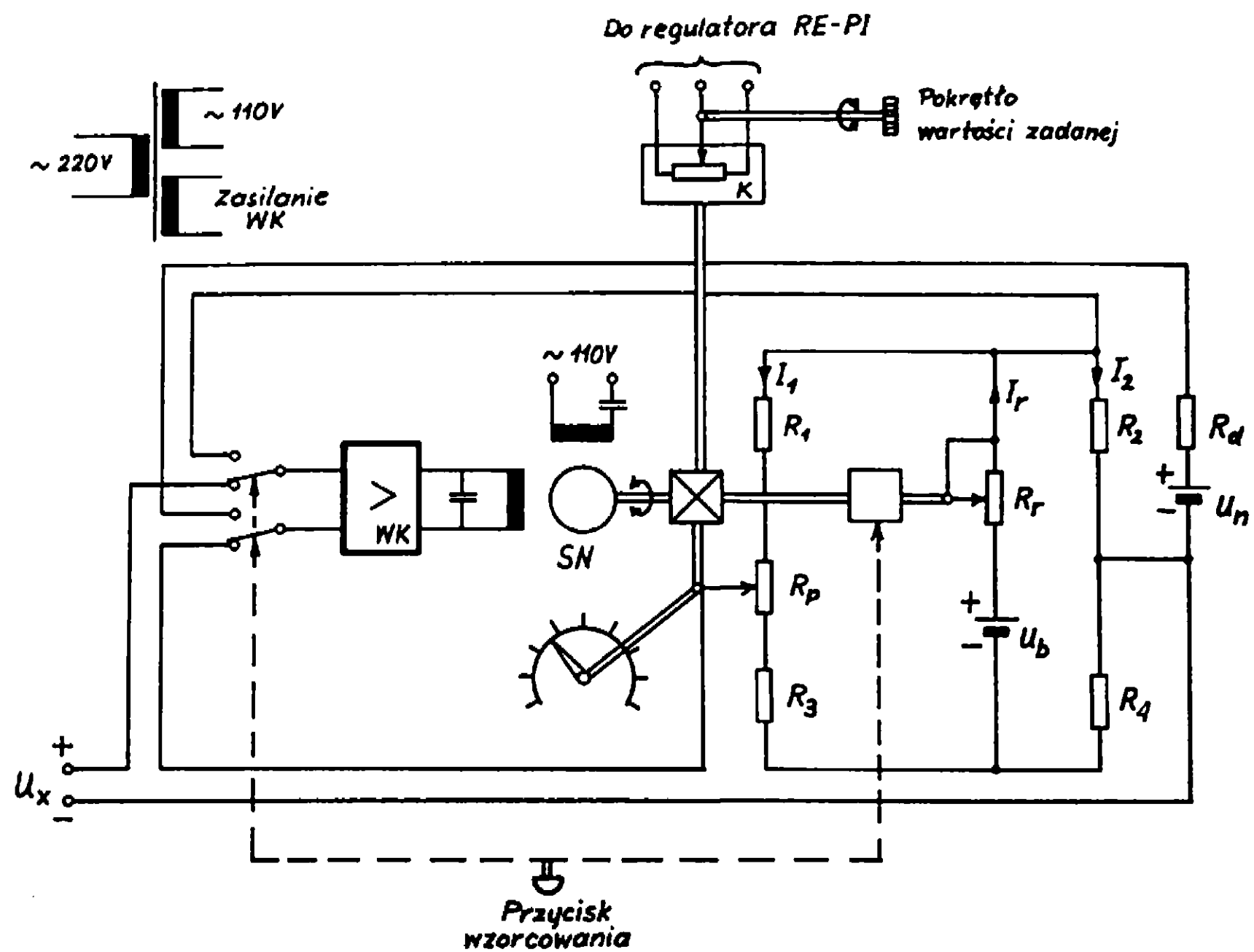
- automatyczny kompensator KEK-280,
- regulator proporcjonalno-całkujący RE-PI,
- mechanizm wykonawczy MW-5,
- model obiektu regulacji.

Automatyczny kompensator KEK-280 jest przeznaczony zasadniczo do pomiaru i rejestracji temperatury (przy współpracy z termoelementem określonego typu). Może być wykorzystany do pomiaru innych wielkości fizycznych, pod warunkiem przetworzenia ich na napięcie stałe o wartości od kilku do kilkunastu miliwoltów.

Do pomiaru napięcia stałego wykorzystano w przetworniku KEK-280 kompensacyjną metodę Poggendorffa. Pomiar odbywa się w sposób automatyczny z dużą dokładnością w układzie automatycznej regulacji, składającym się ze wzmacniacza elektronicznego z przetwarzaniem WK, wykonawczego silnika dwufazowego SN i mostka Wheatstone'a (rys. 2.1). Silnik poprzez przekładnię jest sprzęgnięty z suwakiem potencjometru pomiarowego R_p o dużej dokładności wykonania. Położenie suwaka wpływa na wartość napięcia niezrównoważenia mostka. Napięcie to jest porównywane z napięciem mierzonym U_x . Różnicę tych napięć doprowadza się do wzmacniacza WK, w którym zostaje ona przetworzona na napięcie przemienne o częstotliwości sieci. Przetworzone napięcie przemienne jest wzmacniane i służy do zasilania uzwojenia sterujące-

Biblioteka
Elektrotechniki PL





Rys. 2.1. Schemat ideowy kompensatora KEK-280

go silnika SN. Napięcie wzbudzenia silnika, stale przyłożone do uzwojenia wzbudzenia, jest przesunięte o 90° względem napięcia sterującego. W zależności od znaku różnicy pomiędzy napięciem mierzonym a napięciem nierównowagi mostka, faza napięcia na wyjściu wzmacniacza zmienia się o 180° , powodując zmianę kierunku wirowania silnika SN. Silnik przesuwá suwak potencjometru R_p do chwili zmniejszenia się wspomnianej różnicy napięć poniżej progu czułości wzmacniacza. Ze względu na duży współczynnik wzmocnienia wzmacniacza można przyjąć, że po przeminieciu stanu przejściowego napięcie nierównowagi mostka równe jest praktycznie napięciu mierzonemu U_x . W ten sposób położenie suwaka potencjometru R_p odwzorowuje w stanie ustalonym aktualną wartość wielkości mierzonej przez kompensator. Z suwakiem potencjometru R_p połączone są mechanicznie: wskazówka aktualnej wartości mierzonej wielkości i piórko umożliwiające jej ciągłą rejestrację na okrągłej tarczy papierowej, obracanej za pośrednictwem przekładni przez pomocniczy silnik synchroniczny.

W układzie regulacji z regulatorem RE-PI kompensator KEK-280 pełni funkcję zadajnika, przetwornika pomiarowego i sumatora wypracowanego sygnału uchybu regulacji (rys. 2.3). Funkcje te są realizowane dzięki dodatkowemu potencjometrowi K umieszczonemu w kompensatorze, lecz elektrycznie połączonemu z regulatorem. Karkas tego potencjometru jest sprzężony mechanicznie z suwakiem potencjometru R_p , natomiast o położeniu jego własnego suwaka decyduje pokrętko wartości zadanej, znajdujące się na płycie czołowej kompensatora (rys. 2.1). Wzajemne położenie karkasu i suwaka potencjometru K określa sygnał uchybu regulacji. Jak wynika z przedstawionego wyżej opisu, omawiany kompensator jako przetwornik ma charakter układu nędźnego i przedstawia sobą element o pewnej inercji pasożytniczej. W układach regulacji procesów wolnozmiennych inercja taka może być praktycznie pominięta.

Aby zapewnić należyłą dokładność pomiaru przez kompensator, trzeba co pewien czas przeprowadzać wzorcowanie. Wzorcowanie dokonuje się automatycznie po wciśnięciu przycisku na płycie czołowej. Wciśnięcie tego przycisku powoduje przełączanie wejścia wzmacniacza WK tak, by była na nie podawana różnica pomiędzy spadkiem napięcia na jednej z gałęzi mostka Wheatstone'a a napięciem ogniwa wzorcowego U_n . Opornik dodatkowy R_d stanowi zabezpieczenie przed możliwością nadmiernego przeciążenia ogniwa. Wciśnięcie przycisku wzorcowania powoduje również, dzięki specjalnemu sprzęgłu, przeniesienie napędu z sil-



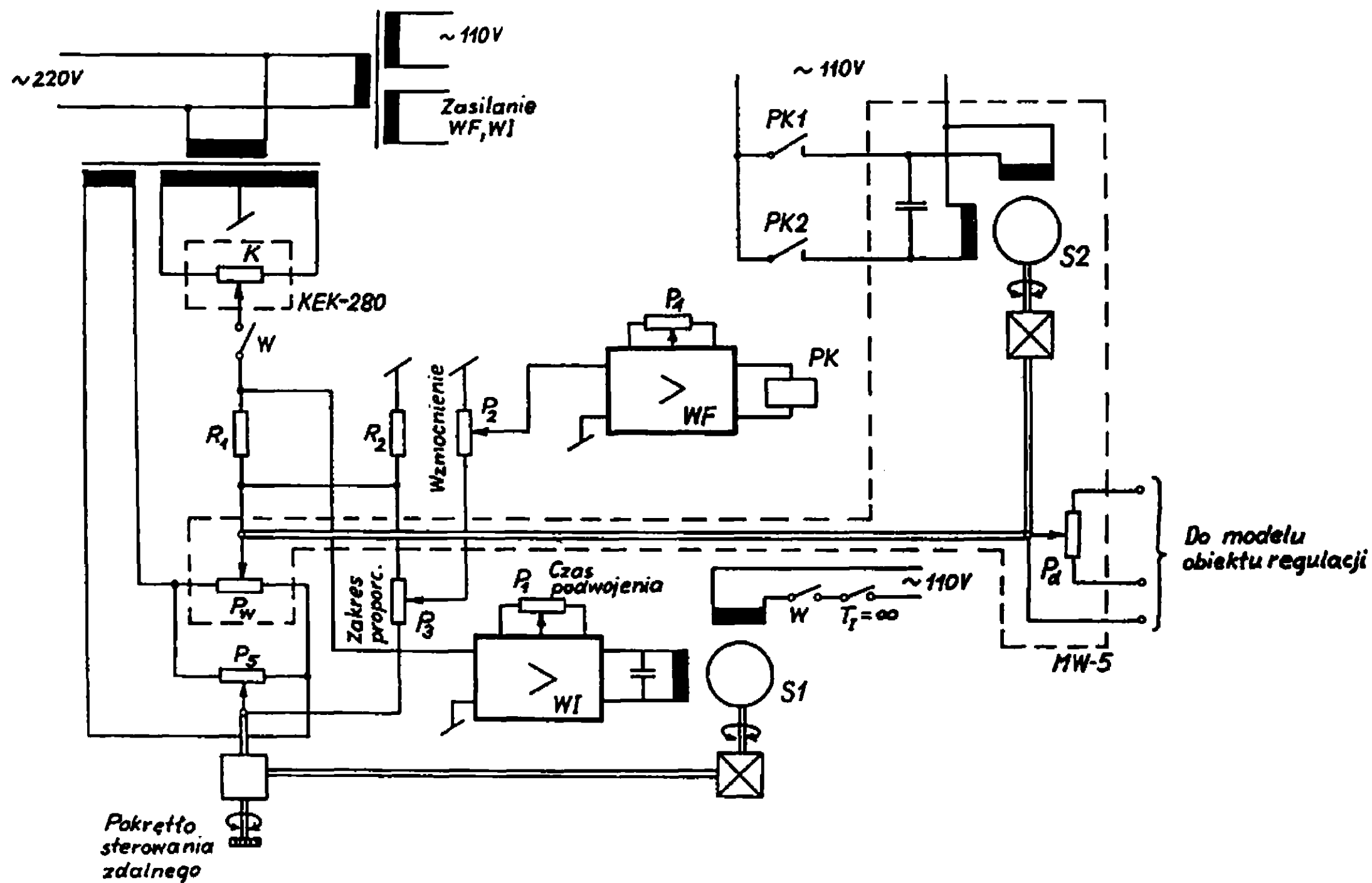
nikie SN na suwak odpowiednio skonstruowanego potencjometru regulacyjnego R_r . W wyniku tego, zasilanie mostka jest regulowane tak długo, aż $I_2 R_2 = U_n$. Wówczas prąd I_1 płynący przez potencjometr pomiarowy R_p osiąga zawsze tę samą wartość, niezależnie od wartości napięcia zasilania mostka U_b .

Regulator RE-PI jest przeznaczony do automatycznej stabilizacji zadanej wartości wielkości wyjściowej obiektu regulacji (np. temperatury w piecu ogrzewczym) w warunkach zmiennych obciążeń. Może być stosowany wyłącznie w przypadku procesów wolnozmiennych. Schemat ideowy regulatora przedstawiono na rysunku 2.2.

Sygnał uchybu regulacji stanowi napięcie przemienne pomiędzy środkowym zaczepek transformatora zasilającego umieszczony w kompensatorze potencjometr K a suwakiem tego potencjometru. Napięcie to jest przekazywane bezpośrednio do członu całkującego regulatora. Całkowanie odbywa się przy użyciu dwufazowego silnika pomocniczego S1. Napięcie uchybu regulacji po wzmocnieniu doprowadzone jest do uzwojenia sterującego. Aby umożliwić uzyskanie dużych wartości czasu zdwojenia wzmacniacz mocy WI musi działać w sposób impulsowy. Częstotliwość włączania się wzmacniacza WI do pracy można nastawiać za pomocą potencjometru P_1 "czas podwojenia". Silnik S1 poprzez przekładnię redukcyjną i sprzęgło cierne przesuwają suwak potencjometru P_5 (połączony bezpośrednio z pokrętelem sterowania zdolnego na płycie czołowej regulatora).

Potencjometr P_5 wraz z potencjometrem P_w , zainstalowanym w mechanizmie wykonawczym, tworzy mostek zasilany napięciem przemiennym z oddzielnego uzwojenia transformatora sieciowego. Suwak potencjometru P_w jest sprzężony bezpośrednio z wałem wyjściowym silownika, napędzanym poprzez przekładnię przez dwufazowy silnik wykonawczy S2. Napięcie nierównowagi mostka i napięcie uchybu regulacji są do siebie dodawane.

Do potencjometru P_2 "wzmocnienie" jest doprowadzona suma napięć na oporniku R_2 i potencjometrze P_3 "zakres proporcjonalności". W wyniku istnienia dzielnika R_1 , R_2 napięcie na oporniku R_2 jest proporcjonalne do napięcia stanowiącego sygnał uchybu regulacji. Z potencjometru P_3 jest pobierane napięcie proporcjonalne do napięcia nierównowagi mostka. Napięcie wypadkowe z potencjometru P_2 jest podawane do wzmacniacza fazoczułego WF sterującego przekazywanym trójpołożeniowym PK. Potencjometr montażowy P_4 znajdujący się na płycie wzmacniacza WF służy do zerowania tego wzmacniacza (przy braku sygna-



Rys. 2.2. Schemat ideowy regulatora RE-PI

łu wejściowego oba styki przekaźnika powinny być otwarte). Przekaznik uruchamia silnik S_2 znajdujący się w mechanizmie wykonawczym. Kierunek wirowania silnika zależy od fazy wypadkowego napięcia występującego na potencjometrze P_2 .

Regulator RE-PI może być wykorzystany również do ręcznego zdalnego sterowania obiektem. O charakterze pracy decyduje położenie przełącznika W "Sterowanie zdalne-automatyczne". W przypadku takiej potrzeby styki W zostają otwarte, powodując odłączenie sygnału uchybu regulacji oraz unieruchomienie silnika S_1 w części całkującej. Dzięki obecności sprzęgła ciernego możliwe jest wówczas ręczne przestawianie suwaka potencjometru P_5 , powodujące odpowiednią zmianę położenia wału wyjściowego siłownika.

Mechanizm wykonawczy MW-5 jest siłownikiem przeznaczonym do napędu różnego rodzaju klap i zasuw. Napęd stanowi dwufazowy silnik wykonawczy S_2 . Dwie ustawne krzywki uruchamiające wyłączniki krańcowe pozwalają na odpowiednie ograniczenie kąta obrotu. Mechanizm jest wyposażony w potencjometr P_w , służący do zdalnego przekazywania informacji o położeniu wału wyjściowego. Korbka umożliwia bezpośrednie ręczne sterowanie obiektem w przypadku zaniku napięcia zasilającego. W celu umożliwienia sprzęgnięcia omawianego regulatora z modelem obiektu regulacji, wał wyjściowy mechanizmu wykonawczego połączono z suwakiem potencjometru dodatkowego P_d .

Analogowy model obiektu regulacji zbudowany w oparciu o scalane wzmacniacze operacyjne może współpracować z przemysłowymi regulatorami procesów wolnozmiennych, do których sygnał wielkości regulowanej jest doprowadzony w postaci napięcia stałego o wartości zmieniającej się w przedziale 0-25 mV. Sygnał nastawiający obiekt może stanowić położenie suwaka potencjometru o wartości min. 100 Ω sprzęgniętego z mechanizmem wykonawczym współpracującym z danym regulatorem bądź bezpośrednio napięcie stałe z wyjścia danego regulatora zmieniającego się w przedziale 0-10 V. Oba sygnały, wejściowy i wyjściowy, są mierzone za pomocą wbudowanych woltomierzy.

W urządzeniu istnieje możliwość ręcznego sterowania modelem za pomocą dodatkowego potencjometru, w przypadku konieczności odłączenia wejścia modelu obiektu od wyjścia regulatora.

Poza symulację dynamiki obiektu regulacji, omawiane urządzenie pozwala na dostarczenie regulowanego napięcia (np. symulującego sygnał wyjściowy termoelementów), co może być wykorzystane do badania właściwości danego regulatora.



Pożądany rodzaj działania jest wybierany przełącznikami:

T - symulacja sygnału wyjściowego obiektu regulacji w stanie ustalonym; potrzebną wartość napięcia ustawia się za pomocą potencjometru znajdującego się na płycie czołowej i mierzy miliwoltomierzem wyjściowym; woltomierz wejściowy wskazuje położenie suwaka potencjometru podłączonego z zewnątrz do gniazd wejściowych;

OR - symulacja dynamiki obiektu regulacji.

Działanie urządzenia jest wówczas związane ze stanem pozostałych przełączników:

S - sterowanie obiektem z zewnątrz,

WP - wprowadzanie zerowych warunków początkowych obiektu,

Z - wprowadzanie skokowego zakłócenia na wejście obiektu.

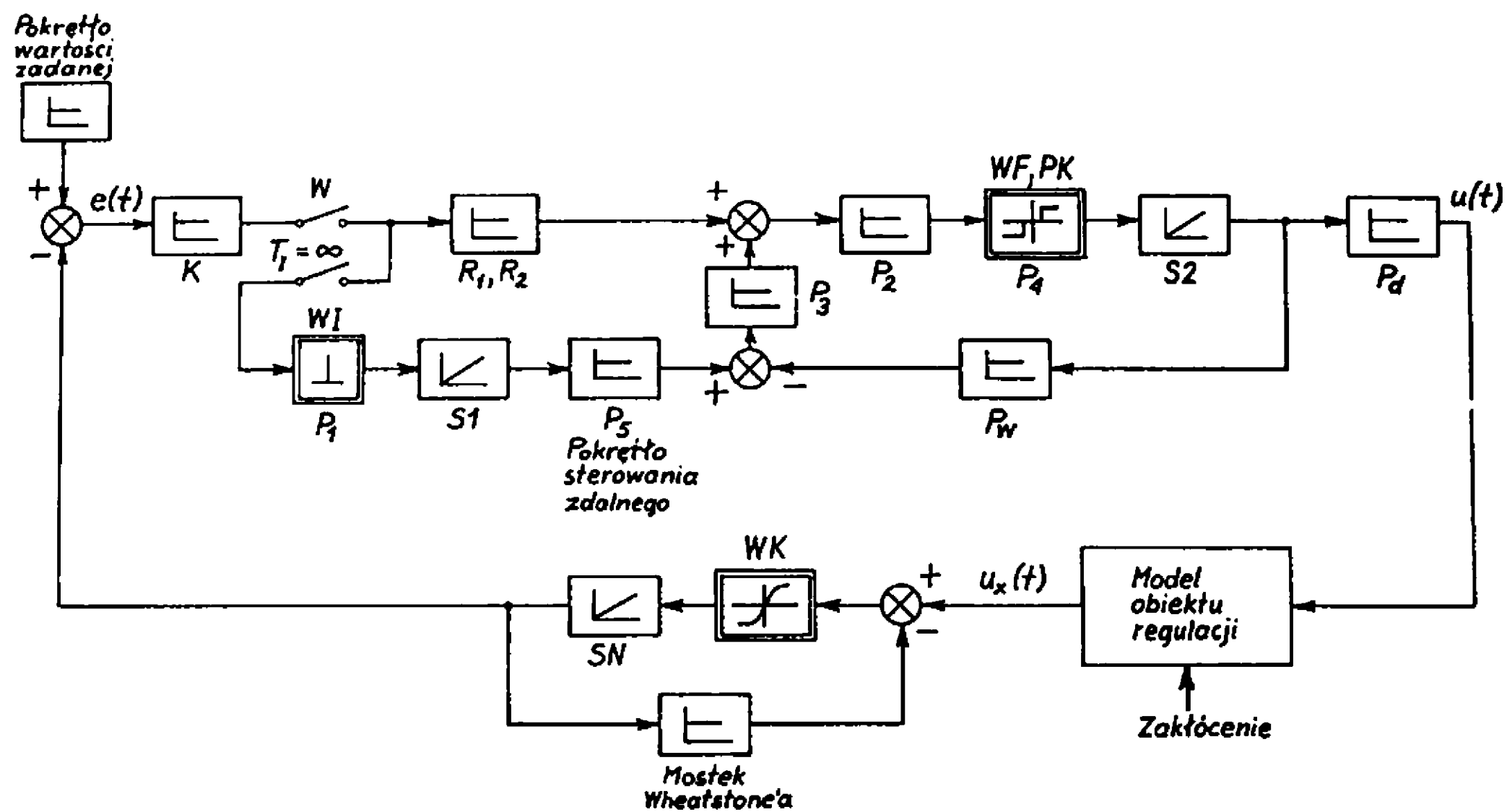
Wybór sposobu sterowania jest dokonywany przełącznikiem S. Jeżeli nie jest on wciśnięty, to sterowanie obiektem odbywa się za pomocą potencjometru wykorzystywanego do symulacji sygnału wyjściowego obiektu regulacji w stanie ustalonym. Krótkotrwałe naciśnięcie WP powoduje rozładowanie kondensatorów użytych do modelowania dynamiki obiektu regulacji. Po wciśnięciu przełącznika Z, stały sygnał zakłócenia zostaje skokowo dodany do mierzonego woltomierzem wejściowym aktualnego sygnału wejściowego.

2.2. Zasada działania regulatora i układu regulacji

Schemat strukturalny zamkniętego układu regulacji przedstawiony na rysunku 2.3 wynika ze schematów ideowych kompensatora KEK-280 i regulatora RE-PI. Na podstawie tego schematu można wykazać, że omawiany regulator ma rzeczywiście charakter proporcjonalno-całkujący. Na rysunku 2.4 podano uproszczony schemat funkcjonalny regulatora RE-PI otrzymany po wprowadzeniu niewielkich przekształceń. Sygnał wypadkowy równoległego połączenia członu proporcjonalnego i członu całkującego jest śledzony przez przekątnikowy układ nadążny, w którym nastawianie współczynnika wzmocnienia odbywa się w torze sprzężenia zwrotnego. Można więc przyjąć, że dynamikę regulatora RE-PI w przybliżeniu opisuje transmitancja

$$G(s) = \left(k_R + \frac{k_I k_V}{s} \right) \frac{1}{1 + s\tau} \frac{1}{k_V}, \quad (2.1)$$





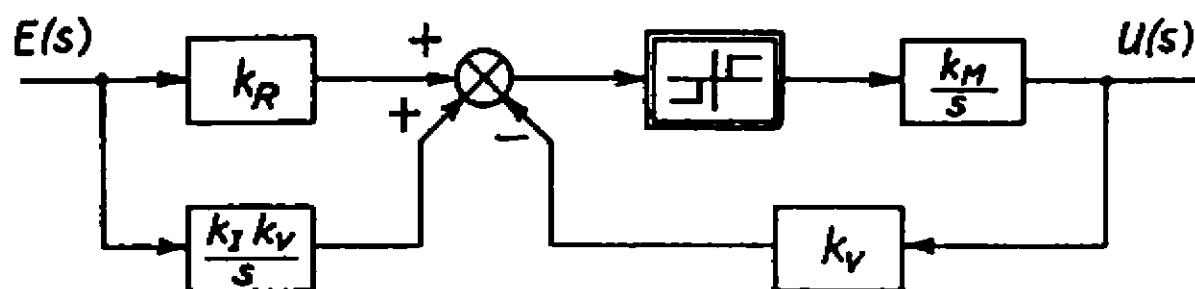
Rys. 2.3. Schemat strukturalny zamkniętego układu regulacji

gdzie: k_V - współczynnik zależny od nastawy potencjometru P_3 "Zakres proporcjonalności",

k_I - współczynnik zależny od nastawy potencjometru P_1 "Czas podwojenia",

k_R - parametr stały określony dzielnikiem R_1, R_2 ,
- pasywna stała czasowa wnoszona przez układ nadążny regulatora.

Potencjometr P_2 "wzmocnienie" wpływa na szerokość strefy nieczułości przekaźnika trójpołożeniowego. Odpowiednia nastawa tego potencjometru pozwala uniknąć zbędnych oscylacji wału wyjściowego silownika. Zbyt duża strefa nieczułości może jednak pogorszyć przebiegi przejściowe wielkości wyjściowej obiektu w zamkniętym układzie regulacji.



Rys. 2.4. Uproszczony schemat funkcjonalny regulatora RE-PI

Aby uniknąć interakcji w regulatorze, najpierw należy ustawić pożądaną wartość współczynnika wzmocnienia części proporcjonalnej (przy użyciu pokrętła "Zakres proporcjonalności"), a następnie dopiero wymagany czas zdwojenia (za pomocą pokrętła "Czas podwojenia"). Wynika to z wzorów:

$$k_p = \frac{k_R}{k_V}, \quad T_I = \frac{k_R}{k_I k_V}. \quad (2.2)$$

Model obiektu regulacji wykorzystany w ćwiczeniu ma charakter elementu statycznego o dużej inercyjności. Sygnał wejściowy może się zmieniać w granicach od zera do kilku woltów. Odpowiadający mu w stanie ustalonym sygnał wyjściowy przyjmuje wartości nie-przekraczające kilkunastu miliwoltów. Sterowanie modelem odbywa się za pomocą dodatkowego potencjometru sprzęgniętego z wałem wyjściowym mechanizmu wykonawczego. Sygnał otrzymywany na wyjściu modelu obiektu regulacji jest doprowadzony do automatycznego kompensatora, który z pewnym przybliżeniem może być traktowany jako element proporcjonalny.

2.3. Program ćwiczenia

Program ćwiczenia obejmuje:

- badanie kompensatora KEK-280,
- badanie regulatora RE-PI,
- badanie modelu obiektu regulacji,
- dobór nastaw regulatora,
- badanie zamkniętego układu regulacji.

Badanie kompensatora KEK-280

Wykorzystując symulator sygnału wyjściowego obiektu regulacji w stanie ustalonym, zainstalowany w modelu obiektu regulacji, sprawdzić wskazania kompensatora w funkcji napięcia wyjściowego symulatora. Dla przyjętego położenia pokrętki wartości zadanej wyznaczyć zakres liniowej pracy kompensatora, określając wartości napięcia wyjściowego symulatora, odpowiadające skrajnym położeniom suwaka potencjometru K.

Badanie regulatora RE-PI

Określić doświadczalnie parametry zastępczej transmitancji regulatora odpowiadające nastawom pokręteł "zakres proporcjonalności", "czas podwojenia", "wzmocnienie", podanym przez prowadzącego. Określić graniczne wartości napięcia wejściowego obiektu, odpowiadające skrajnym położeniom mechanizmu wykonawczego.

Badanie modelu obiektu regulacji

Wyznaczyć doświadczalnie odpowiedź modelu obiektu regulacji na odpowiednio dobrany skok sygnału wejściowego. Określić parametry zastępczej transmitancji obiektu regulacji metodą omówioną w Dodatku A

$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR} e^{-sT_0}}{1 + sT} \quad (2.3)$$

Pomierzyć w stanie ustalonym wpływ zakłócenia na sygnał wyjściowy modelu obiektu regulacji.



Dobór nastaw regulatora

Wyznaczyć pożądane nastawy idealnego regulatora PI wykorzystując zamieszczone w Dodatku B tabele otrzymane metodą modelowania analogowego dla różnych wskaźników jakości i zakłócenia skokowego, występującego na wejściu obiektu regulacji. Wyznaczone nastawy dla dowolnie wybranego przypadku wprowadzić do regulatora.

Badanie zamkniętego układu regulacji

Po wprowadzeniu wybranych nastaw do regulatora i ustawieniu w modelu obiektu regulacji zerowych warunków początkowych włączyć rejestrator w kompensatorze i uruchomić zamknięty układ regulacji. Po ustaleniu się sygnału wyjściowego modelu obiektu zarejestrować wpływ skokowego pojawienia się i zniknięcia sygnału zakłócenia. W razie potrzeby należy przeprowadzić korektę nastaw regulatora w celu osiągnięcia właściwych przebiegów przejściowych. Aby porównać skuteczność pracy układu zamkniętego z układem otwartym, zarejestrować wpływ pojawienia się zakłócenia przy przełączniku rodzaju pracy ustawionym w pozycji "sterowanie zdalne".

2.4. Instrukcja wykonawcza

W celu sprawnego wykonania badań, poniżej przedstawiono szereg wskazówek ułatwiających realizację programu ćwiczenia.

Aby dokonać sprawdzenia wartości zadanej rzeczywiście ustawionej w układzie regulacji bądź wprowadzić żadaną wartość zadaną należy:

- do wejścia kompensatora doprowadzić napięcie regulowane z symulatora sygnału wyjściowego obiektu regulacji,
 - wykorzystać człon całkujący regulatora RE-PI w charakterze wskaźnika uchybu regulacji, włączając ten regulator do pracy automatycznej poprzez ustawienie przełącznika rodzaju pracy w pozycji "sterowanie automatyczne",
- w regulatorze ustawić wstępnie najkrótszy czas zdwojenia tak, by w przypadku uchybu regulacji wyraźnie różnego od zera (suwak potencjometru K nie znajduje się w pozycji środkowej na karkasie) następowała ciągła praca silnika S1.



Sprawdzenie uchybu regulacji do zera jest sygnalizowane zatrzymaniem się silnika S1. Sprawdzenie wartości zadanej rzeczywiście ustawionej w układzie regulacji polega na doprowadzeniu uchybu regulacji do zera, poprzez zmianę napięcia wyjściowego symulatora obiektu regulacji. Wprowadzenie żądanej wartości zadanej możliwe jest po wstępnym ustawieniu w symulatorze obiektu regulacji napięcia o odpowiedniej wartości. Następnie kręcąc pokrętkiem na płycie czołowej kompensatora uchyb regulacji należy doprowadzić do zera.

Aby dokonać sprawdzenia nastaw rzeczywiście wprowadzonych do regulatora należy:

- wstępnie ustawić uchyb regulacji równy zeru metodą opisaną wyżej,
- wyłączyć człon całkujący otwierając wyłącznik " $T_I = \infty$ ",
- pokrętkiem sterowania zdalnego przestawić mechanizm wykonawczy w położenie odpowiadające minimalnej wartości sygnału wejściowego modelu obiektu,
- zmniejszyć nieco napięcie wyjściowe symulatora obiektu tak, by wprowadzony uchyb regulacji nie przekroczył zakresu liniowej pracy kompensatora.

Zmiana napięcia na wyjściu regulatora (czyli na wejściu modelu obiektu), wywołana wprowadzonym uchybem o znanej wartości, odpowiada działaniu części proporcjonalnej regulatora. Na tej podstawie można określić rzeczywiście nastawioną wartość współczynnika wzmocnienia k_p . Ewentualną zmianę tej wartości osiąga się zmieniając odpowiednio położenie pokrętła "zakres proporcjonalności". Następnie należy włączyć człon całkujący regulatora zamykając wyłącznik " $T_I = \infty$ ". Pomiar czasu od chwili zamknięcia tego wyłącznika do chwili, kiedy przyrost napięcia wyjściowego (obserwowanego na wejściu modelu obiektu), wynikający z działania części całkującej, będzie równy przyrostowi tego napięcia wynikającemu z działania części proporcjonalnej, określa czas zdwojenia regulatora T_I . Ewentualną zmianę tej wartości osiąga się przestawiając położenie pokrętła "czas podwojenia" i powtarzając całą procedurę sprawdzania nastaw od początku.

W sprawozdaniu należy zamieścić:

- schemat strukturalny zamkniętego układu regulacji wraz z krótkim opisem,
- uproszczony schemat funkcjonalny regulatora,
- wyniki pomiarów w postaci tabel i wykresów,
- wyniki obliczeń nastaw regulatora,
- omówienie otrzymanych wyników.



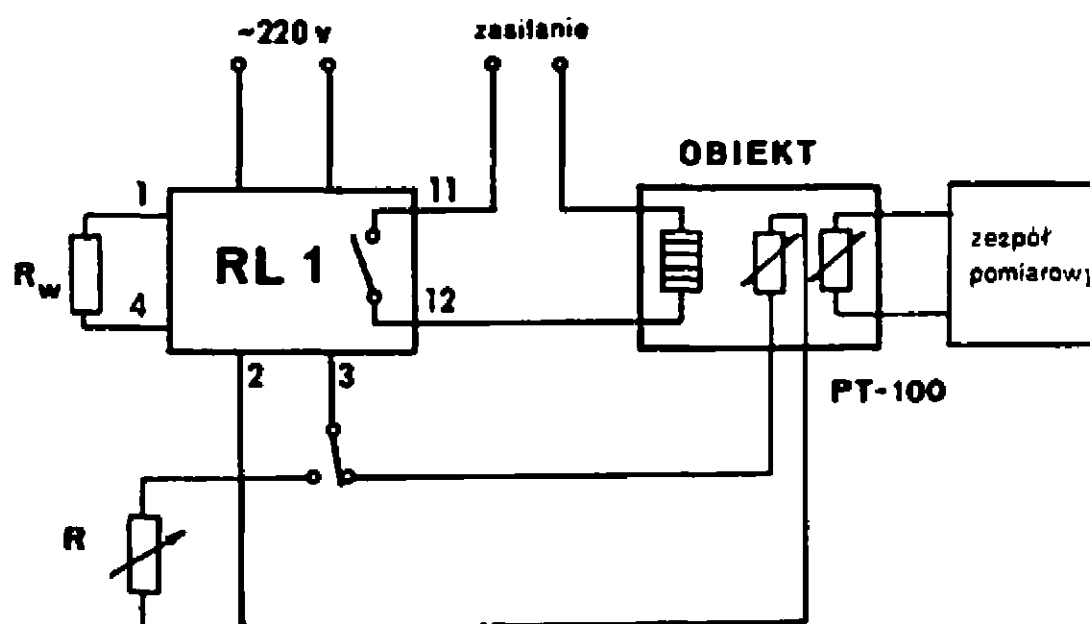
Ć w i c z e n i e 3

DWUPOŁOŻENIOWY UKŁAD REGULACJI TEMPERATURY

Celem ćwiczenia jest poznanie zasady działania regulatora dwupołożeniowego na przykładzie regulatora RL-1 zastosowanego w zamkniętym układzie regulacji temperatury.

3.1. Opis stanowiska laboratoryjnego

Układ regulacji temperatury składa się z regulatora RL-1 oraz podgrzewacza elektrycznego stanowiącego obiekt regulacji. Schemat połączeń zamkniętego układu regulacji przedstawiono na rysunku 3.1.

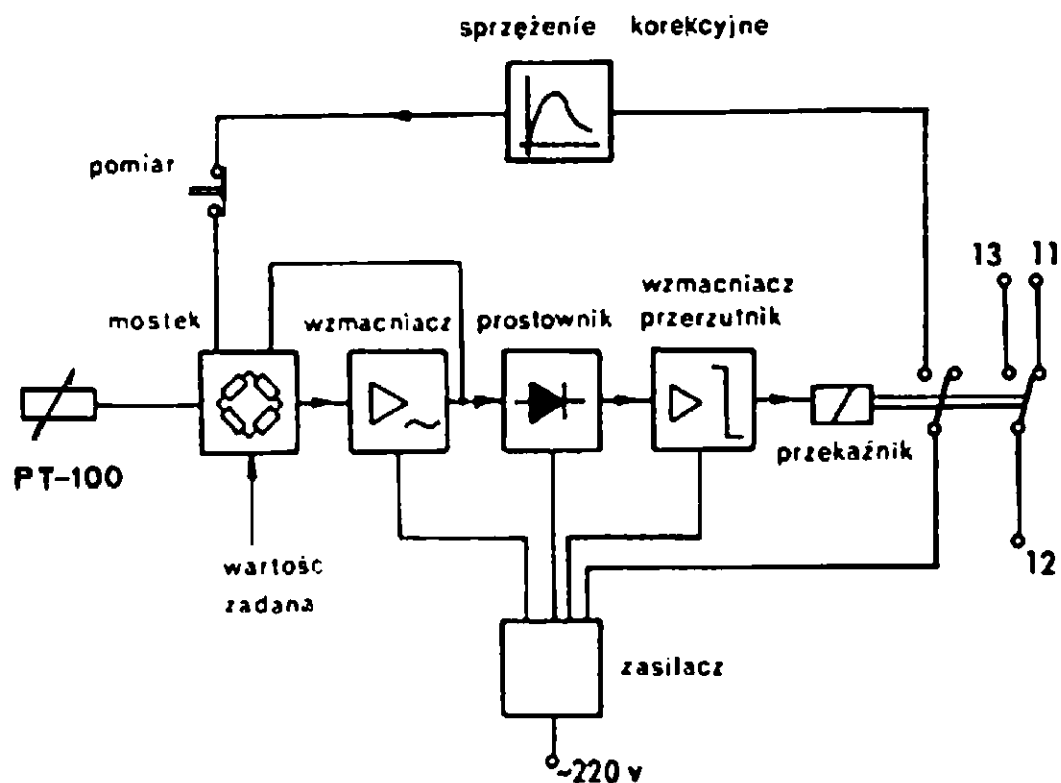


Rys. 3.1. Schemat blokowy zamkniętego układu regulacji temperatury

- Regulator RL-1 jest dwupołożeniowym regulatorem elektronicznym z wyjściem przekaźnikowym. Dane techniczne regulatora:
- dokładność ustawienia wartości regulowanej $\pm 1\%$,
 - nieczułość regulatora $\leq 0,1\Omega$,
 - wejście: czujnik termometryczny Pt-100,

- wyjście: przekaźnik z jednym stykiem przełączalnym,
- dopuszczalne obciążenie styków przekaźnika:
 prąd przemienny: $\cos \varphi = 1$; 500 VA przy $I < 3$ A, $U < 250$ V,
 $\cos \varphi = 0,5$; 220 VA przy $I < 2$ A, $U < 250$ V,
 prąd stały: obciążenie bezindukcyjne 200 W, $I < 2$ A, $U < 250$ V.

Na tylnej ścianie obudowy regulatora znajdują się zaciski przyłączeniowe, na płycie czołowej - pokrętła nastawcze oraz lampki kontrolne. Schemat blokowy regulatora przedstawiono na rysunku 3.2.



Rys. 3.2. Schemat blokowy regulatora dwupołożeniowego RL-1

Układ wejściowy regulatora stanowi mostek Wheatstone'a, w którego gałęziach znajduje się między innymi opornik termometryczny i potencjometr nastawczy. Opornik termometryczny jest czujnikiem temperatury obiektu regulacji; potencjometr nastawczy, którego pokrętło jest wyprowadzone na płytę czołową regulatora służy do ustawiania temperatury zadanej ϑ_0 . Mostek jest zasilany napięciem przemiennym o częstotliwości 1,5 kHz. Faza napięcia nierównowagi mostka zależy od znaku błędu regulacji. Jeżeli temperatura obiektu jest większa od wartości zadanej, napięcie wyjściowe mostka jest podane w fazie na wejście wzmacniacza, powodując powstanie drgań w obwodzie rezonansowym, którego indukcyjność stanowi pierwotne uzwojenie transformatora wyjściowego wzmacniacza. Z uzwojeń wtór-

nych tego transformatora wzmocniony sygnał zasila mostek oporowy oraz steruje po wzmocnieniu przerzutnikiem, powodując w tym przypadku zanik prądu w obwodzie przekaźnika i otwarcie jego styków czynnych. Stan taki jest sygnalizowany zapaleniem się czerwonej lampki na płycie czołowej regulatora.

W przypadku, gdy temperatura obiektu jest mniejsza od zadanej napięcie wyjściowe mostka podawane jest w przeciwfazie na wzmacniacz, powodując zanik drgań w układzie. Następuje zadziałanie przekaźnika (zamknięcie styków czynnych) sygnalizowane zapaleniem się zielonej lampki sygnalizacyjnej. Przedstawiony wyżej opis dotyczy przypadku, gdy korekcyjne sprzężenie zwrotne jest odłączone.

W przypadku przerwy w obwodzie opornika termometrycznego przekaźnik pozostaje nie wzbudzony, co zabezpiecza obiekt przed przegrzaniem. Styki czynne przekaźnika są doprowadzone do zacisków 11-12 regulatora, styki bierne do zacisków 12-13. Sygnałem wejściowym do regulatora jest wartość oporności czujnika termometrycznego Pt-100 dołączonego do zacisków 2-3 regulatora i służącego do pomiaru temperatury obiektu regulacji. Zależność oporności czujnika Pt-100 od temperatury podano w tabeli 3.1.

Do zacisków 1-4 regulatora dołącza się opornik wyrównawczy R_w celem kompensacji oporności przewodów łączących czujnik z regulatorem. W przypadku, gdy oporność przewodów można pominąć, zaciski 1-4 należy zewrzeć.

T a b e l a 3.1

Charakterystyka termometryczna rezystora Pt-100 [Ω]

Przyrost temperatury Temperatura	0°	+10°	+20°	+30°	+40°
0°	100,00	103,90	107,80	111,68	115,54
50°	119,40	123,24	127,08	130,91	134,70
100°	138,50	142,29	146,07	149,83	153,59
150°	157,33	161,06	164,78	168,48	172,18
200°	175,86	179,54	183,20	186,85	190,49
250°	194,13	197,75	201,35	204,94	208,52
300°	212,08	215,62	219,16	222,68	226,20

Regulator RL-1 w zależności od wykonania może posiadać różne rodzaje sprzężeń korekcyjnych. Dzięki tym sprzężeniom możliwe jest uzyskanie przebiegów przejściowych takich, jak w zamkniętym układzie regulacji z regulatorem ciągłym. Stąd można mówić o charakterze regulacji PD czy PID, a także o nastawach regulatora (zakres proporcjonalności, czas zdwojenia, czas wyprzedzenia). Możliwe wykonania sprzężeń korekcyjnych zestawiono w tabeli 3.2.

T a b e l a 3.2

Rodzaje sprzężeń korekcyjnych regulatora RL-1

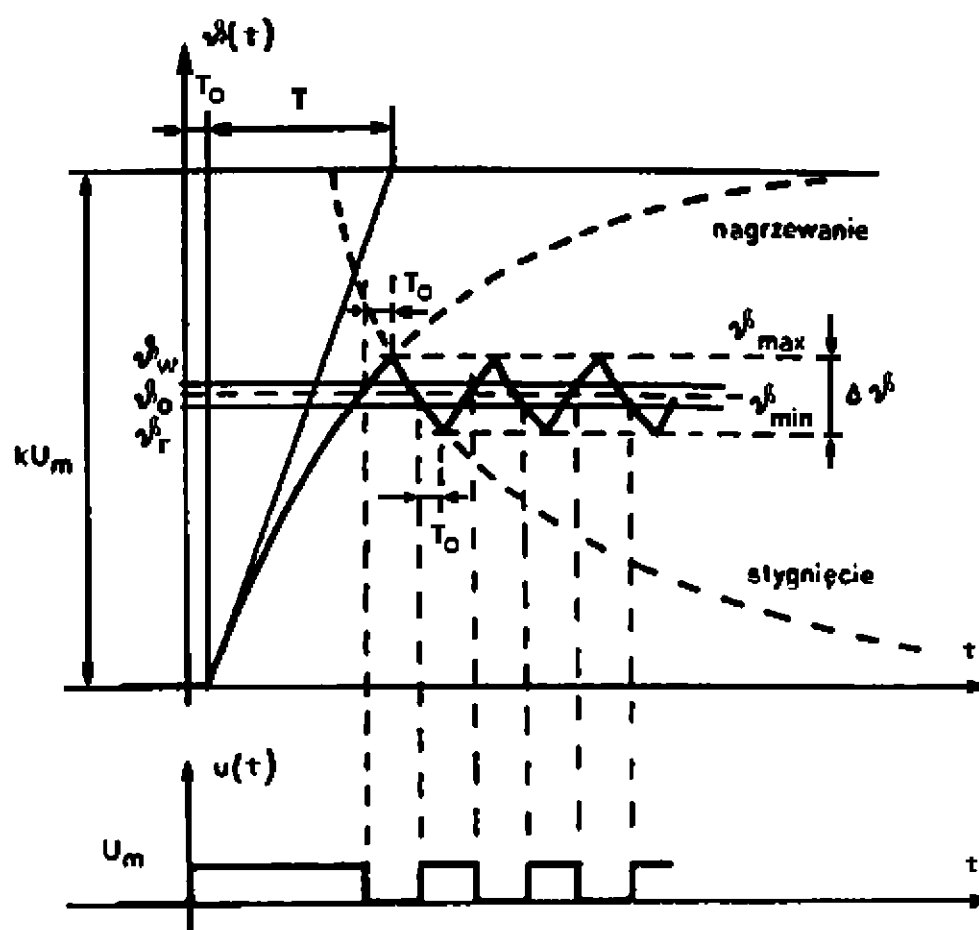
Typ sprzężenia	Charakter regulacji	Czas wyprzedzenia T_D [min]	Czas zdwojenia T_I [min]	Zalecane stosowanie dla obiektów o opóźnieniu T_0 [min]
T10	PD	5	-	-
T11.0	PID	1,1	6	$T_0 < 3$
T11.1	PID	1,9	10	$3 < T_0 < 5$
T11.2	PID	2,8	15	$5 < T_0 < 7,5$

Przycisk "pomiar" na płycie czołowej regulatora służy do wyłączenia oddziaływania toru sprzężenia korekcyjnego. Umożliwia on określanie wartości rzeczywistej temperatury obiektu w dowolnej chwili procesu regulacji.

W ćwiczeniu zastosowano regulator RL-1 o zakresie temperatur zadanych 0-550°C oraz ze sprzężeniem korekcyjnym typu T11.0. Aby umożliwić pomiar temperatury obiektu (bez potrzeby korzystania z przycisku "pomiar") wykonano niezależny zespół pomiaru temperatury obiektu. Zespół składa się z czujnika termometrycznego, wzmacniacza oraz miernika umożliwiającego odczyt temperatury. Zespół pomiarowy wytwarza sygnał, który umożliwia rejestrację przebiegów czasowych temperatury.

3.2. Zasada działania regulatora

Regulatory dwupołożeniowe bez korekcyjnego sprzężenia zwrotnego stosuje się do sygnalizacji przekroczenia wartości granicznych lub do regulacji obiektów o małym czasie opóźnienia T_0 i dużej stałej czasowej T , zastępczego obiektu inercyjnego pierwszego rzędu z opóźnieniem. Można je stosować także w tych przypadkach, gdy wymagania dotyczące stałości sygnału wyjściowego obiektu nie są zbyt rygorystyczne.



Rys. 3.3. Przebieg temperatury $\vartheta(t)$ obiektu inercyjnego pierwszego rzędu z opóźnieniem w dwupołożeniowym układzie regulacji

$u(t)$ - przebieg sygnału wejściowego obiektu regulacji

Na rysunku 3.3 przedstawiono przykład przebiegu temperatury w układzie regulacji z obiektem inercyjnym I rzędu z opóźnieniem oraz z regulatorem dwupołożeniowym bez korekcji. Po włączeniu ogrzewania temperatura obiektu zaczyna rosnąć dopiero po czasie T_0 od chwili włączenia. Po osiągnięciu temperatury ϑ_w przekaźnik regulatora wyłącza zasilanie grzejnika obiektu. W związku z opóźnieniem temperatura wzrasta jeszcze przez czas T_0 i osiąga wartość ϑ_{max} , a następnie maleje po krzywej stygnięcia. W chwili obniżenia się temperatury do wartości ϑ_r , regulator włącza zasilanie grzejnika obiektu, jednak spadek temperatury występuje aż do wartości ϑ_{min} . Teraz temperatura zaczyna wzrastać i dalej wahania powtarzają się. Amplituda wahań $\Delta \vartheta$ może być duża i jest tym większa im większy jest czas opóźnienia T_0 .

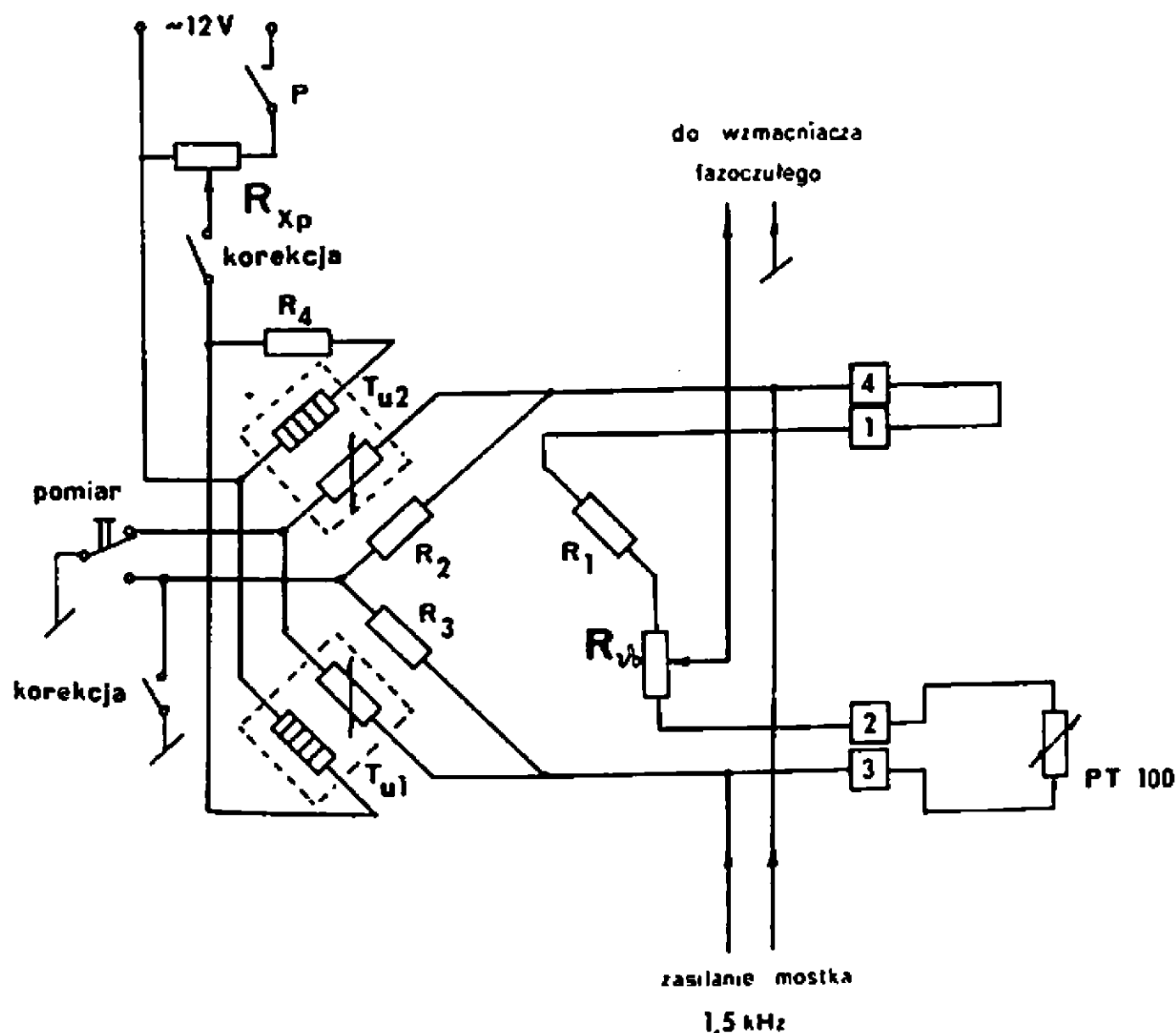
W celu eliminacji dużej amplitudy zmian sygnału wyjściowego w stanie quasi-ustalonym, a także w celu wpływania na charakter procesu przejściowego, stosuje się korekcyjne sprzężenie zwrotne. Sprzężenie typu T11 zastosowane w zainstalowanym regulatorze powoduje, że charakter uzyskiwanych przebiegów przejściowych jest podobny jak dla układu ciągłego z regulatorem typu PID. Schemat układu sprzężenia zwrotnego typu T11 wraz z mostkiem pomiarowym przedstawiono na rysunku 3.4. Korekcyjne sprzężenie zwrotne jest wykonane w postaci dwóch zespołów termorezystorów T_{u1} i T_{u2} podgrzewanych elektrycznie. Termorezystory tworzą dwa ramiona mostka i są podgrzewane jednocześnie z załączeniem styków P przekaźnika regulatora. Włączenie podgrzewania termorezystorów powoduje, że ich oporność rośnie, przy czym odpowiednie właściwości cieplne zespołów zostały tak dobrane, że oporność jednego z nich rośnie znacznie szybciej niż drugiego; wyrównanie oporności obu termorezystorów następuje dopiero po pewnym czasie. Ze względu na to, że są one włączone w przeciwną gałąź, ich wpływ na równowagę mostka wzajemnie się kompensuje.

Sygnałem wejściowym toru korekcyjnego sprzężenia zwrotnego jest napięcie zasilające grzejniki termorezystorów; może być ono regulowane potencjometrem R_{xp} . Pokrętko tego potencjometru, oznaczone x_p - zakres proporcjonalności, jest wyprowadzone na płytę czołową regulatora. Sygnałem wejściowym obiektu regulacji (wyjściowym regulatora) jest napięcie sieci zasilającej grzejnik obiektu regulacji. Sygnałem wyjściowym toru sprzężenia korekcyjnego są zmiany oporności termorezystorów. Dokonując przeliczenia zmian oporności na temperaturę ($^{\circ}\text{C}$) oraz przyjmując, że właściwości zespołu termorezystor-grzejnik można przedstawić w postaci członu inercyjnego I rzędu, można schemat blokowy regulatora przedstawić jak na rysunku 3.5. Po przekształceniu tego schematu uzyskuje się schemat uproszczony przedstawiony na rysunku 3.6.

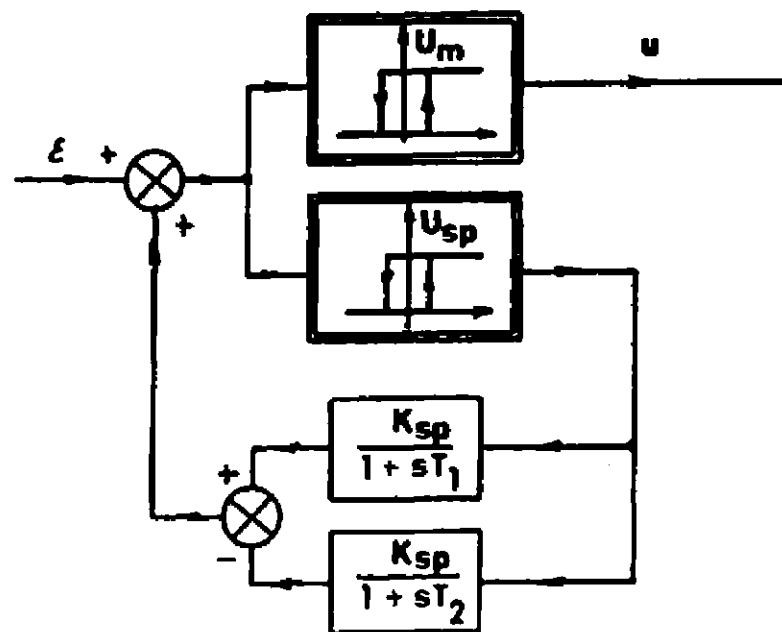
Wraz z załączeniem sygnału wejściowego do obiektu regulacji następuje załączenie toru sprzężenia zwrotnego. Sygnał wyjściowy zespołu T_{u1} szybko narasta, zaś z zespołu T_{u2} rośnie wolno. Przyjmijmy, że sygnał z zespołu T_{u2} jest w przybliżeniu równy zeru. Sygnał zespołu korekcyjnego, dodając się do sygnału sprzężenia zwrotnego z wyjścia obiektu regulacji, powoduje wcześniejsze wyłączenie przekaźnika regulatora. Wyprzedzenie działania regulatora w stosunku do rzeczywistej wartości sygnału wyjściowego obiektu świadczy o



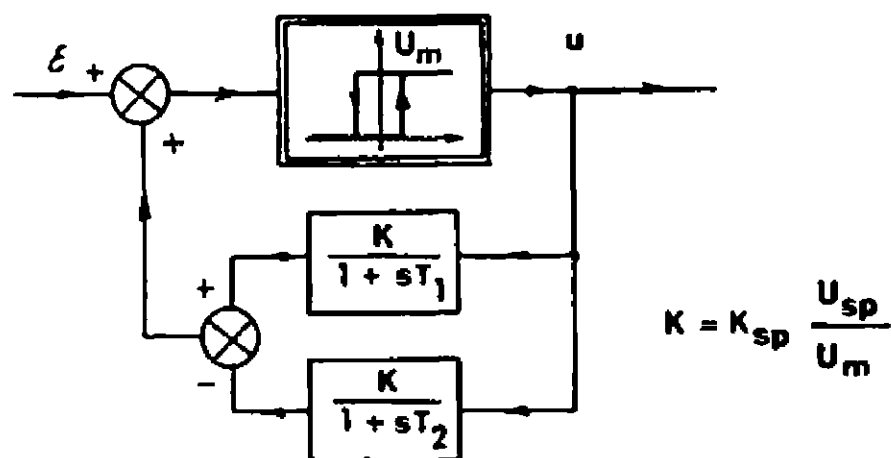
działaniu różniczkującym regulatora. Wyłączenie regulatora powoduje, że sygnał z zespołu T_{u1} maleje, co jest przyczyną ponownego załączenia regulatora. W konsekwencji powstają drgania o znacznej częstotliwości, zależnej w zasadzie od właściwości dynamicznych korekcyjnego sprzężenia zwrotnego. Gdyby pominąć działanie zespołu T_{u2} , pewna różna od zera wartość średnia na wyjściu zespołu korekcyjnego doprowadziłaby do powstania błędu regulacji w stanie quasi-ustalonym. Jednak po pewnym czasie, utrzymując stan oscylacji, powoli narastający sygnał z zespołu T_{u2} , o przeciwnej biegunowości, osiąga wartość równą średniej wartości sygnału z zespołu T_{u1} . W ten sposób zostaje zlikwidowany uchyb regulacji w stanie quasi-ustalonym, co odpowiada działaniu całkującemu.



Rys. 3.4. Schemat układu korekcyjnego sprzężenia zwrotnego wraz z mostkiem pomiarowym



Rys. 3.5. Schemat blokowy regulatora dwupołożeniowego ze sprzężeniem typu T11



Rys. 3.6. Uproszczony schemat blokowy regulatora dwupołożeniowego ze sprzężeniem typu T11

Bardziej szczegółowa analiza układu regulacji dwupołożeniowej z korekcyjnym sprzężeniem zwrotnym jest podana w literaturze.¹⁾

Zwiększenie częstotliwości łączeń powoduje znaczne zmniejszenie amplitudy oscylacji sygnału wyjściowego, ale także przyspieszone zużycie styków przekąźnika.

¹⁾ M.in. Michalski L., Kuźmiński K., Sadowski J.: Regulacje temperatury urządzeń elektrotermicznych. WNT. Warszawa 1981.

Sprzężenie zwrotne T11 stosuje się w przypadku, gdy na obiekt regulacji działają długotrwałe, znaczne wielkości zakłócające. Przy regulacji PID nie można wyeliminować pierwszego, rozruchowego odchylenia temperatury ponad wartość zadaną.

3.3. Program ćwiczenia

Program ćwiczenia obejmuje

- badanie regulatora,
- identyfikację obiektu regulacji,
- badanie zamkniętego układu regulacji bez korekcji,
- badanie zamkniętego układu regulacji z korekcyjnym sprzężeniem zwrotnym.

Badanie regulatora polega na wyznaczeniu charakterystyki wejściowej regulatora, tzn. na wyznaczeniu temperatury zadanej, która dla określonych wartości sygnału wejściowego regulatora powoduje załączanie i wyłączanie przełącznika regulatora.

Identyfikacja obiektu regulacji jest przeprowadzana na podstawie odpowiedzi skokowej obiektu, tzn. na podstawie przebiegu czasowego temperatury obiektu przy skokowym załączeniu napięcia zasilającego podgrzewacz. Na podstawie odpowiedzi wyznacza się transmittancję modelu obiektu wg metod opisanych w Dodatku A.

Wyniki identyfikacji obiektu regulacji umożliwiają sprawdzenie wg tabeli 3.2 czy właściwie dobrano sprzężenie korekcyjne typu T.11.0.

Badanie zamkniętego układu regulacji bez korekcji obejmuje wyznaczenie odpowiedzi skokowej wymuszeniowej i zakłócenkowej układu regulacji. Należy zarejestrować przebieg czasowy temperatury obiektu oraz sygnału wejściowego obiektu przy skokowej zmianie sygnału zadanego oraz przy skokowym załączeniu zakłócenia.

Badanie zamkniętego układu regulacji z korekcją obejmuje analogiczne badania jak dla układu bez korekcji. Wyznaczenie charakterystyk dynamicznych należy wykonać dla dwóch wartości nastaw zakresu proporcjonalności (pokrętła x_p).

3.4. Instrukcja wykonawcza

Poniżej przedstawiono szereg wskazówek dotyczących realizacji Programu ćwiczenia. Ich przestrzeganie umożliwi sprawne i poprawne wykonanie badań przewidzianych programem ćwiczenia.



1. Badanie regulatora należy wykonać przy wyłączonym sprzężeniu korekcyjnym. Sprzężenie korekcyjne jest wyłączone, jeżeli przycisk "korekcja" pozostaje nie wciśnięty. Przycisk ten (rys. 3.4) powoduje odłączenie zarówno wejścia, jak i wyjścia zespołu korekcyjnego, co umożliwia uzyskanie zerowych warunków początkowych zespołu przed przystąpieniem do badania odpowiedzi układu z korekcyjnym sprzężeniem zwrotnym. Sygnałem wejściowym do regulatora są różne wartości rezystancji oporników dołączanych przełącznikiem klawiszowym. Wciśnięcie kilku przycisków realizuje szeregowe połączenie odpowiednich oporników. Jeżeli żaden przycisk oporników wejściowych nie jest wciśnięty, to wejście regulatora jest przyłączone do termorezystora pomiarowego obiektu regulacji. Przy wykonywaniu charakterystyki należy uwzględnić histerezę regulatora.

2. Identyfikację obiektu regulacji wykonuje się na podstawie odpowiedzi obiektu przy skokowym załączeniu sygnału wejściowego. Załączenie to można zrealizować ustawiając tak wartość rezystora wejściowego i sygnału zadanego, aby wymusić zadziałanie przekaźnika wyjściowego regulatora (świecenie zielonej lampki sygnalizacyjnej regulatora). Przed przystąpieniem do badania należy sprawdzić zerowanie zespołu pomiaru temperatury, ustawiając pokrętkiem "zerowanie" temperaturę otoczenia (20°C).

3. Badanie zamkniętego układu regulacji. Przy wyznaczaniu odpowiedzi układu bez sprzężenia korekcyjnego przycisk "korekcja" pozostaje w dalszym ciągu wyłączony. Po wyznaczeniu odpowiedzi wymuszeniowej bada się charakterystykę zakłóceniovą, tj. przebieg temperatury obiektu regulacji po skokowym załączeniu zakłócenia przyciskiem "zakłócenie". Wciśnięcie przycisku powoduje zmniejszenie wartości skutecznej napięcia zasilającego grzejnik obiektu. Przy wyznaczaniu odpowiedzi wymuszeniowej układu z korekcją należy jednocześnie z włączeniem obiektu regulacji włączyć przycisk "korekcja". Jeżeli przycisk ten był wcześniej włączony lub też wykonuje się ponownie charakterystykę wymuszeniową, należy po jego wyłączeniu odczekać około 20 min, aż do wyrównania temperatury układu korekcyjnego sprzężenia zwrotnego.

W sprawozdaniu należy zamieścić:

- krótki opis regulatora i układu regulacji wraz z niezbędnymi rysunkami,
- wyniki pomiarów w postaci tabel i wykresów,
- omówienie otrzymanych rezultatów.



Ć w i c z e n i e 4

UKŁAD AUTOMATYCZNEJ REGULACJI Z REGULATOREM KROKOWYM

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z zasadą działania regulatora krokowego ERT-21, właściwości zamkniętego układu regulacji zawierającego regulator krokowy oraz ze sposobem dobierania nastaw tego regulatora, pozwalających uzyskać pożądane przebiegi przejściowe w zamkniętym układzie regulacji.

4.1. Opis stanowiska laboratoryjnego

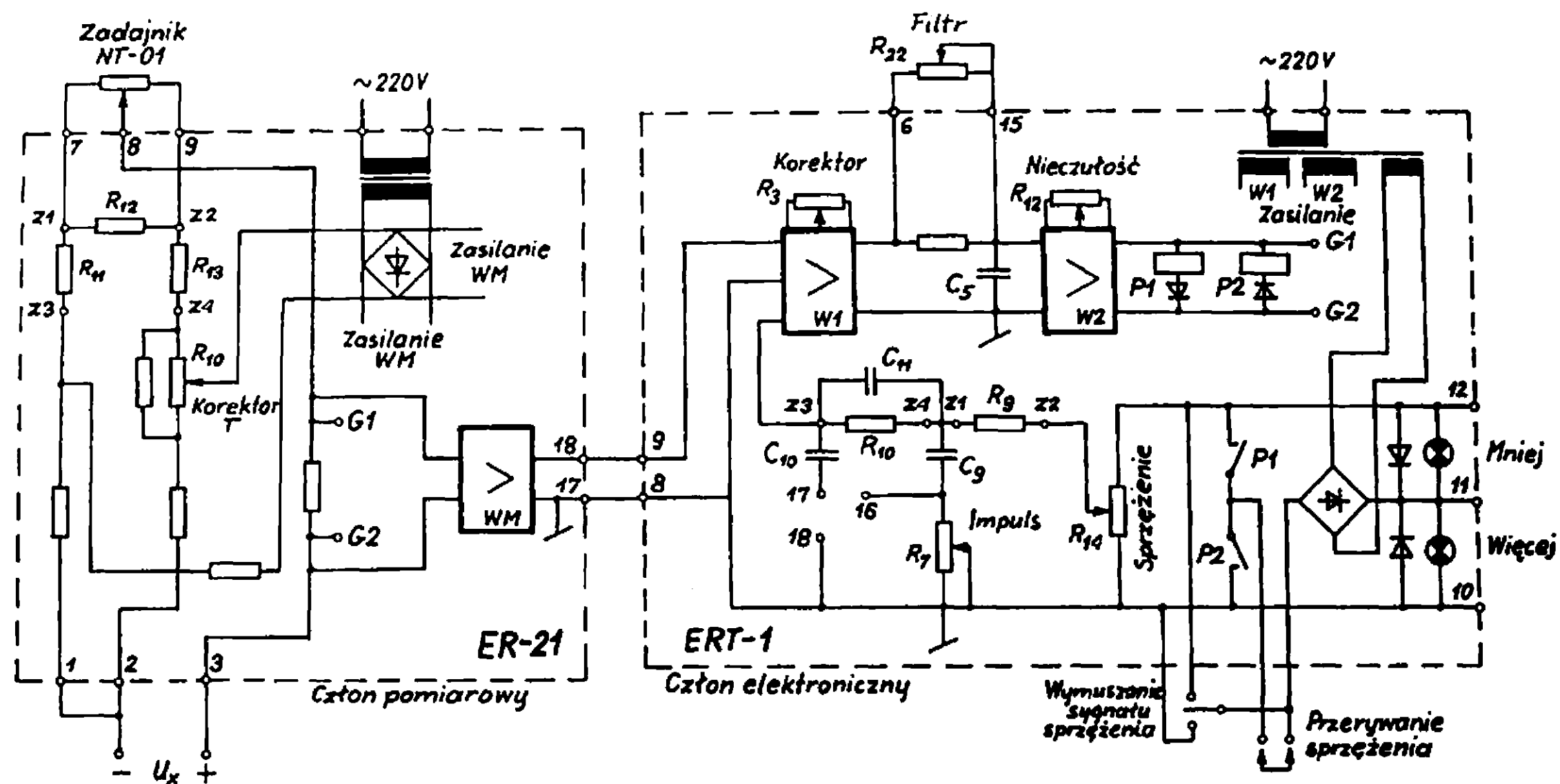
W skład badanego układu regulacji z regulatorem krokowym wchodzi następujące urządzenia:

- elektroniczny regulator trójpołożeniowy ERT-21,
- pulpit nastawczy,
- zespół wykonawczy ZW-01,
- model obiektu regulacji.

Regulatory ERT są przeznaczone do pracy w układach automatycznej regulacji różnych procesów technologicznych (umożliwiają regulację temperatury, ciśnienie, poziomu, przepływu, gęstości cieczy i gazów itp.). Każdy regulator tego typu składa się z odpowiedniego członu pomiarowego i wspólnego dla wszystkich odmian członu elektronicznego ERT-1, umieszczonych we wspólnej obudowie. Człon pomiarowy jest połączony z zadajnikiem i pełni funkcje przetwornika sygnału wyjściowego czujnika pomiarowego oraz sumatora wypracowanego sygnału uchybu regulacji dla właściwego regulatora, jakim jest człon elektroniczny. Stosuje się kilka rodzajów członów pomiarowych, które mogą współpracować z różnymi czujnikami mierzącymi wielkość regulowaną:

- ER-01 - 3 czujniki indukcyjne,
- ER-11 - czujnik lub przetwornik oporowy,
- ER-21 - czujnik termoelektryczny,
- ER-31 - czujnik termoelektryczny oraz 2 czujniki indukcyjne,
- ER-41 - 2 czujniki lub przetworniki oporowe.





Rys. 4.1. Schemat ideowy regulatora ERT-21

Stosowanie kilku czujników pozwala na pośredni pomiar wielkości regulowanej. W ćwiczeniu wykorzystano regulator ERT-21 składający się z członu pomiarowego ER-21 i członu elektronicznego ERT-1. Schemat ideowy tego regulatora przedstawiono na rysunku 4.1.

Człon pomiarowy ER-21 zawiera oporowy stałoprądowy mostek kompensacyjny, połączony z uzwojeniem sterującym rewersyjnego wzmacniacza magnetycznego WM w przeciwsobnym układzie transformatorowym, realizującego wstępne wzmocnienie sygnału uchybu regulacji. Mostek współpracuje z zadajnikiem NT-01 oraz termoelementem (lub innym czujnikiem o napięciu wyjściowym nie przekraczającym kilkudziesięciu miliwoltów) montowanym w obiekcie regulacji. Elementami nastawienia w członie pomiarowym są oporniki wymienne instalowane do zacisków Z1, Z2, Z3, Z4 na płycie czołowej:

R_{12} - bocznik zadajnika,
 R_{11}, R_{13} - dostrojenie zgrubne członu pomiarowego do żadanego przedziału mierzonych napięć.

Na płycie czołowej członu pomiarowego znajduje się również pokrętko "korektor-T" potencjometru R_{10} i gniazda G1-G2. Potencjometr służy do płynnego dostrojenia członu pomiarowego do żadanego przedziału mierzonych napięć. Przestawienie tego potencjometru powoduje, że tej samej pozycji zadajnika NT-01 zostaje przypisana inna wartość zadana sygnału regulowanego U_x . Gniazda G1-G2 pozwalają na kontrolę sygnału uchybu regulacji. Zwarcie ich powoduje, że na wejściu całego regulatora zostaje wymuszona zerowa wartość sygnału uchybu regulacji. Pozwala to na przeprowadzenie zerowania członu elektronicznego ERT-1. Wzmacniacz magnetyczny WM charakteryzuje się bardzo dużą czułością. Zamienia on sygnał prądu stałego na sygnał prądu przemiennego. Amplituda tego sygnału jest proporcjonalna do wartości bezwzględnej sygnału uchybu regulacji, natomiast faza zależy od znaku tego uchybu. Zadajnik NT-01 oraz gniazda wejściowe (2-3) i wyjściowe (18-17) członu pomiarowego ER-21 umieszczono na pulpicie nastawczym.

Człon elektroniczny ERT-1 współpracuje z członem pomiarowym ER-21 po stronie wejścia oraz z układem stycznikowym zespołu wykonawczego ZW-01 po stronie wyjścia. W członie tym można wyróżnić tor główny obejmujący wzmacniacz napięciowy W1, filtr i wzmacniacz mocy W2 z przekątnikiem trójpoleżeniowym oraz tor korekcyjnego sprzężenia zwrotnego.



Wzmacniacz napięciowy W1 ma dwa wejścia: jedno - fazoczułe dla sygnału napięcia przemiennego otrzymywanego z członu pomiarowego oraz drugie - prądu stałego dla sygnału pochodzącego z wyjścia członu dynamicznego korekcyjnego sprzężenia zwrotnego. Wzmacniacz ten pełni funkcję sumatora oraz wzmacniacza wstępnego. Pokrętko "korektor" potencjometru R_3 znajdujące się na płycie czołowej służy do zerowania toru głównego członu elektronicznego ERT-1.

Sygnał wzmocniony we wzmacniaczu wstępnym jest podawany do wzmacniacza mocy poprzez filtr składający się z kondensatora C_5 i wymiennego opornika R_{22} . Filtr ten służy do eliminowania wpływu przypadkowych zakłóceń, które z sieci zasilającej mogą docierać do wyjścia wzmacniacza W1. Opornik R_{22} umieszczono na pulpicie nastawczym.

Wzmacniacz mocy W2 wraz z przekaźnikami P1 i P2 tworzy elektryczny przekaźnik trójpołożeniowy. Styki przekaźników wykorzystuje się do sterowania układem korekcyjnego sprzężenia zwrotnego oraz poprzez przełącznik rodzaju sterowania, umieszczony na pulpicie nastawczym, do sterowania układem stycznikowym zespołu wykonawczego. Pokrętko "nieczułość" potencjometru R_{12} znajdujące się na płycie czołowej służy do zmiany współczynnika wzmocnienia wzmacniacza mocy, powodując tym samym zmianę strefy nieczułości przekaźnika trójpołożeniowego. Na płycie czołowej członu elektronicznego znajdują się również gniazda kontroli napięcia wyjściowego tego wzmacniacza G1-G2 oraz lampki kontrolne "więcej" i "mniej" sygnalizujące stan styków przekaźników P1 i P2.

W skład toru korekcyjnego sprzężenia zwrotnego wchodzi: potencjometr R_{14} służący do zmiany współczynnika wzmocnienia w tym torze i dynamiczny człon korekcyjny, składający się z wymiennych oporników R_9 , R_{10} , kondensatorów C_9 , C_{10} , C_{11} oraz potencjometru R_7 . Człon ten decyduje o charakterze działania całego regulatora. Pokrętko "sprzężenie" potencjometru R_{14} oraz pokrętko "impuls" potencjometru R_7 umieszczono na płycie czołowej członu elektronicznego ERT-1. Na płycie czołowej znajdują się również zaciski Z1, Z2, Z3, Z4, do których podłącza się wymienne oporniki R_9 i R_{10} . W ćwiczeniu do zacisków tych podłączono na stałe dwa oporniki regulowane, umieszczone na pulpicie nastawczym. Aby umożliwić badanie toru korekcyjnego sprzężenia zwrotnego, w zastosowanym regulatorze wprowadzono specjalnie możliwość przerywania sprzężenia, polegającą na odłączeniu styków przekaźnika i zastąpieniu ich przełącznikiem trójpozycyjnym, pozwalającym na ręczne wymuszenie sygnału sprzężenia.



W celu ułatwienia badania regulatora oraz uproszczenia sposobu wprowadzania jego nastaw wykorzystano pulpit nastawczy, na którym zainstalowane następujące elementy:

1) dla członu pomiarowego ER-21:

- zadajnik NT-01,
- wejście członu pomiarowego (gniazda 2-3),
- wyjście członu pomiarowego (gniazda 17-18),

2) dla członu elektronicznego. ERT-1:

- wejście członu elektronicznego (gniazda 8-9),
- gniazdo kontroli napięcia wyjściowego wzmacniacza napięciowego W1 (6),
- gniazdo kontroli napięcia wejściowego członu korekcyjnego sprzężenia zwrotnego (Z2),
- gniazda służące do wyboru struktury członu korekcyjnego sprzężenia zwrotnego (16-17-18),
- gniazda przerywania sprzężenia zwrotnego (przerwa powoduje odłączenie styków przekaźników P1, P2 od wejścia członu korekcyjnego sprzężenia zwrotnego),
- przełącznik trójpozycyjny, umożliwiający badanie dynamiki członu korekcyjnego sprzężenia zwrotnego po odłączeniu styków przekaźników P1 i P2,
- oporniki nastawcze: R_{22} (filtr), R_9 (T_I), R_{10} (T_D),
- gniazda sterowania stycznikami zespołu wykonawczego (10-11-12).

Wyjście członu elektronicznego jest połączone z gniazdami umieszczonymi na pulpicie nastawczym za pośrednictwem przełącznika rodzaju sterowania (A - automatyczne, R - ręczne) tylko wówczas, gdy jest on ustawiony w pozycji A, odpowiadającej pracy automatycznej. W pozycji R tego przełącznika, napięcie wyjściowe otrzymywane z zasilacza znajdującego się w członie elektronicznym jest doprowadzane do gniazd wyjściowych znajdujących się na pulpicie dopiero po naciśnięciu przycisków "-" lub "+" (co odpowiada stanowi przekaźnika "mniej" lub "więcej" przy pracy automatycznej).

Wyboru pożądanej struktury regulatora dokonuje się przy zwartych gniazdach przerywania sprzężenia zwrotnego i przełącznika wymuszania sygnału sprzężenia, ustawionym w pozycji neutralnej:

regulator PI - zwarte gniazda 16-17:

$$R_9 \neq 0, \quad R_{10} = 0,$$



regulator PID - zwarte gniazda 17-18:

$$R_9 \neq 0, \quad R_{10} \neq 0.$$

Zespół wykonawczy ZW-01 jest przeznaczony do zmiany położenia elementów nastawczych (klap, zaworów, przepustnic itp.) dostosowanych do napędu dźwigniowego. Składa się z przekładni redukcyjnej, trójfazowego silnika elektrycznego, dwóch styczników, wyłączników krańcowych, elektrycznego hamulca kondensatorowego i potencjometru wskaźnika położenia wału wyjściowego siłownika. Koło ręcznego sterowania pozwala na bezpośrednie ręczne sterowanie obiektem w przypadku zaniku napięcia zasilającego. Silnik jest uruchamiany poprzez styczniki sterowane napięciem pojawiającym się na wyjściu regulatora. W ćwiczeniu potencjometr wskaźnika położenia wału wyjściowego siłownika wykorzystano do sterowania modelem obiektu regulacji.

Model obiektu regulacji, z którym współpracuje badany regulator jest również wykorzystany w ćwiczeniu 2, a opisany w rozdziale 2.1. Ma on charakter członu statycznego o dużej inercyjności. Sygnał z jego wyjścia jest doprowadzany do wejścia członu pomiarowego ER-21.

4.2. Zasada działania regulatora i układu regulacji

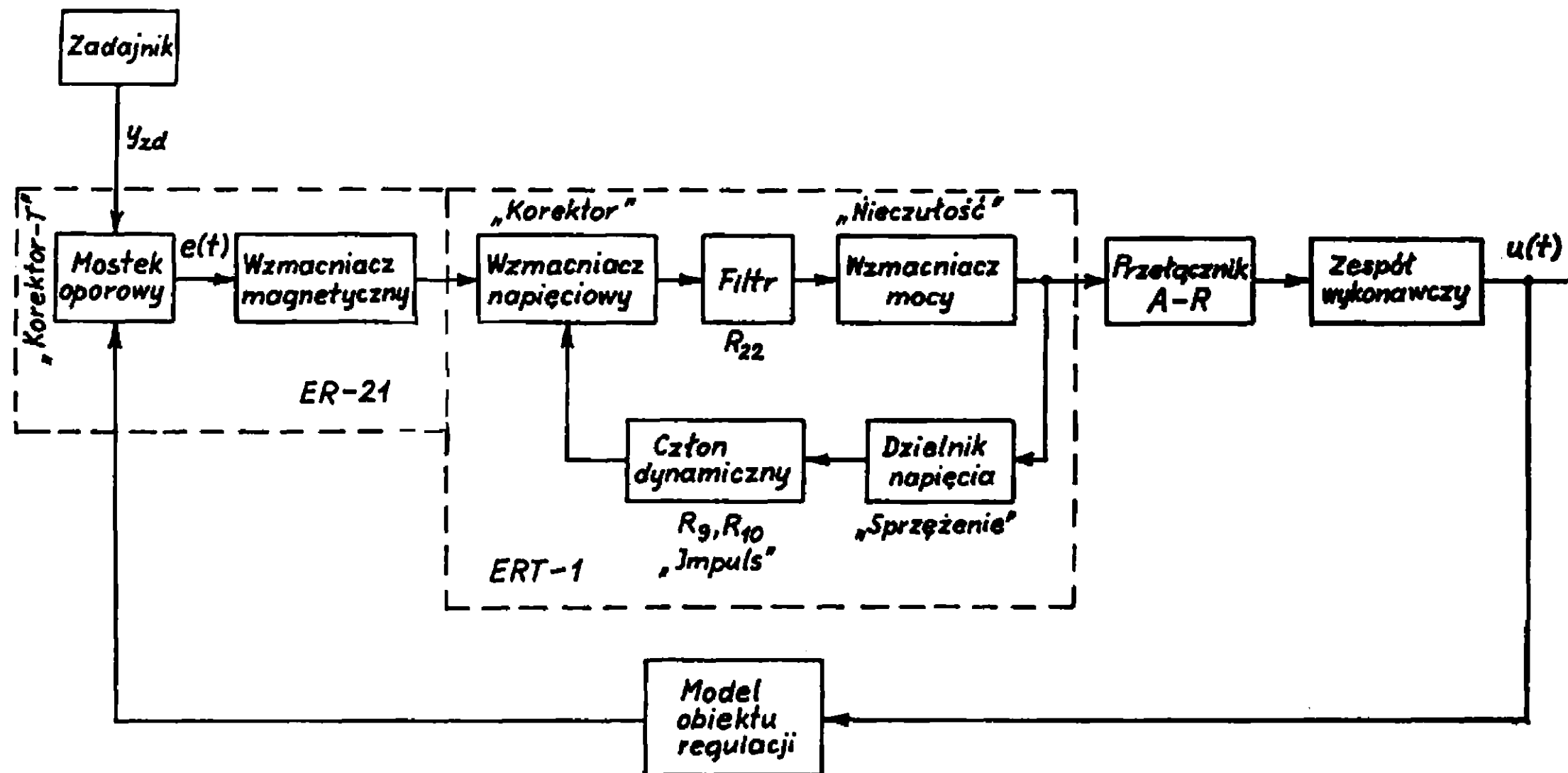
Charakter działania omawianego regulatora wynika ze schematu strukturalnego przedstawionego na rysunku 4.2. Jest to regulator krokowy, gdyż trójpołożeniowy przekaźnik współpracujący z elementem wykonawczym o działaniu całkującym jest obwiedziony korekcyjnym sprzężeniem zwrotnym. W celu określenia parametrów tego regulatora można wykorzystać, zamieszczony na rysunku 4.3, jego uproszczony schemat funkcjonalny.

Z teorii sterowania wiadomo, że przy powolnych zmianach sygnału wejściowego transmitancja takiego układu dynamicznego może być wyrażona wzorem

$$G(s) \approx \frac{k_1 k_M}{k_2 T_M} \cdot \frac{1}{s H(s)}. \quad (4.1)$$

Dla członu korekcyjnego $H(s)$ będącego elementem inercyjnym pierwszego rzędu otrzymuje się regulator PI, natomiast dla elementu inercyjnego drugiego rzędu - regulator PID.

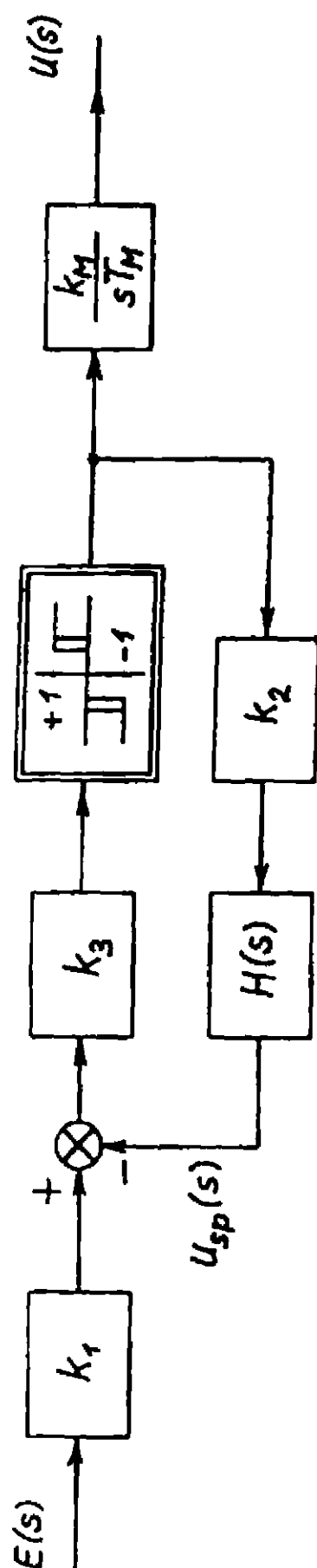




Rys. 4

at strukturalny zamkniętego układu regulacji





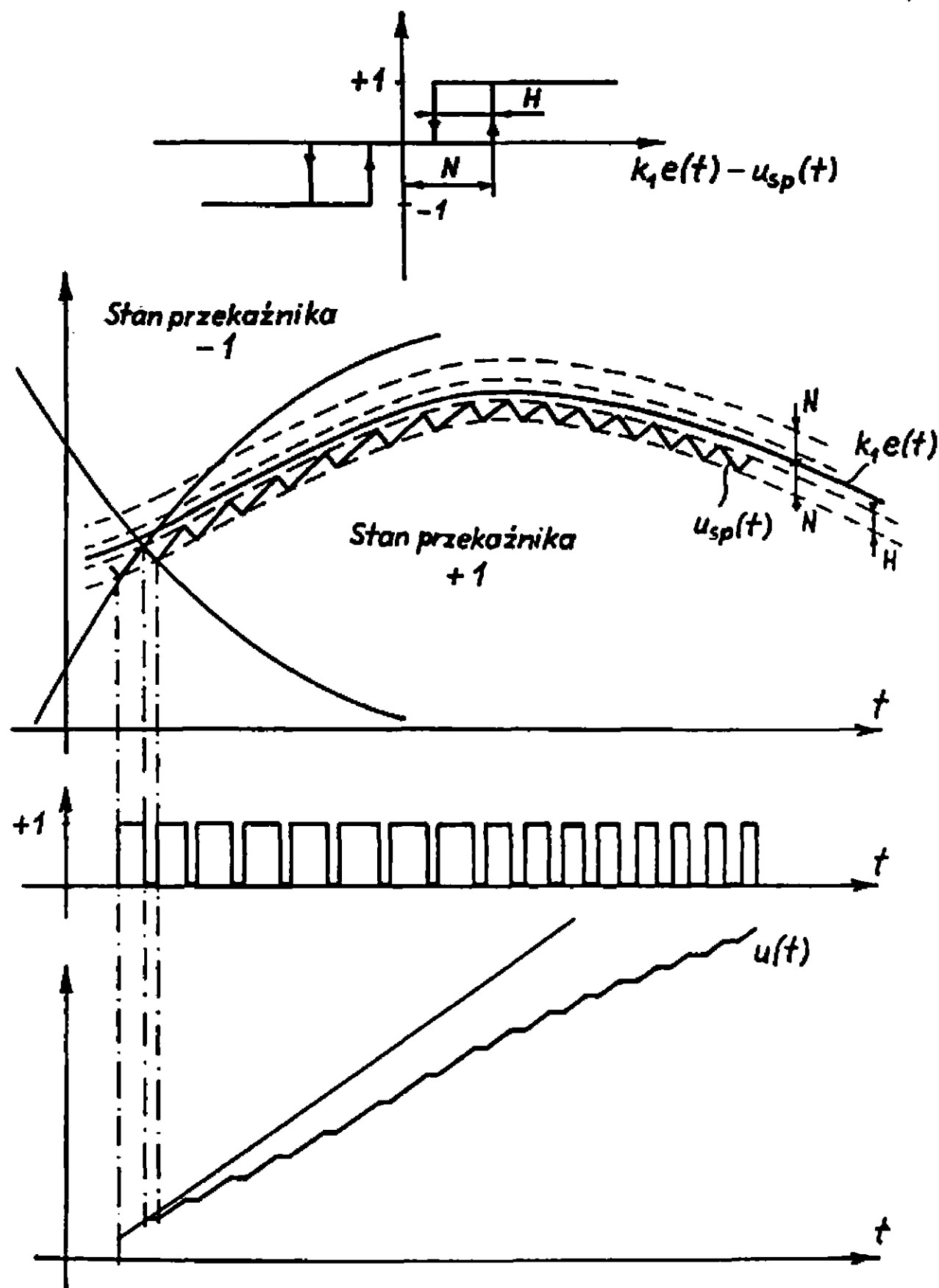
Rys. 4.3. Uproszczony schemat funkcjonalny regulatora ERT-21

Dynamikę regulatora wolno opisywać wzorem (4.1) tylko wtedy, gdy w układzie przedstawionym na rysunku 4.3 występuje tzw. ruch ślizgowy. Polega on na tym, że wartość średnia napięcia wyjściowego toru korekcyjnego sprzężenia zwrotnego $u_{sp}(t)$ pozostaje w przybliżeniu równa wartości chwilowej sygnału uchybu regulacji $k_1 e(t)$. Zależność ta jest spełniona tym dokładniej, im mniejsza jest strefa nieczułości i strefa histerezy przełącznika trójpółosiowego. Przykład ruchu ślizgowego w prawidłowo nastawionym regulatorze krokowym z członem korekcyjnym pierwszego rzędu pokazano na rysunku 4.4.

Ze względu na trwałość mechanizmu wykonawczego należy unikać zbyt dużej częstotliwości włączania przełącznika. Strefa histerezy H nie powinna więc być zbyt mała. Szkodliwe jest również ciągłe przylączanie kierunku pracy silnika wywołane tzw. "przerzucaniem" przełącznika. Zjawisko to może wystąpić, gdy człon korekcyjny jest opisany równaniem różniczkowym drugiego rzędu. Oscylacje napięcia $u_{sp}(t)$, przekraczające wówczas znacznie granice obszaru wyznaczonego strefą histerezy H , mogą spowodować włączenie sygnału wyjściowego przełącznika o przeciwnym znaku. Aby tego uniknąć należy wówczas zwiększyć strefę nieczułości N oraz zmniejszyć strefę histerezy H . W praktyce obie te wielkości dobiera się eksperymentalnie. Należy przy tym starać się dobór ten przeprowadzać tak, aby impulsy sterujące nie były zbyt krótkie oraz nie pojawiały się zbyt często (ze względu na pominięte w rozważaniach teoretycznych,

a występujące w praktyce różne od zera czasy rozruchu i hamowania silownika).

Schemat ideowy członu korekcyjnego wchodzącego w skład członu elektronicznego ERT-1 przedstawiono na rysunku 4.1. Potencjometr R_7 ("impuls") pozwala zmniejszyć strefę histerezy przełącznika trójpółłożeniowego w stanach dynamicznych i normalnie jest zwarty.



Rys. 4.4. Zasada działania regulatora krokowego

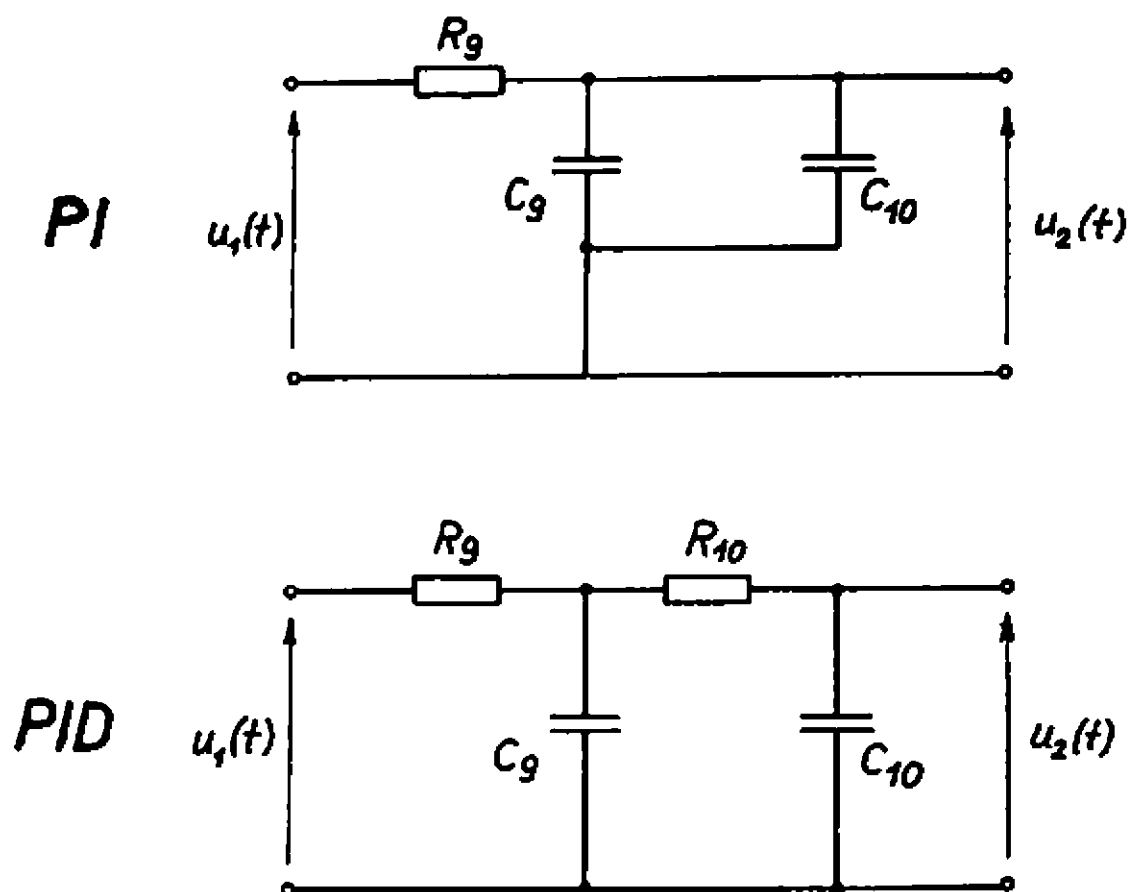
Z tego względu może być pominięty przy wyznaczaniu parametrów transmitancji zastępczej obu typów regulatora krokowego. Kondensator C_{11} odgrywa rolę pomocniczą przy zmniejszeniu strefy histerezy w stanach dynamicznych dla regulatora PID ($R_{10} \neq 0$) i w ogólnych rozważaniach może być również pominięty. Transmitancja dynamicznego członu korekcyjnego sprzężenia zwrotnego wyraża się więc następującymi wzorami wyznaczonymi na podstawie schematów zastępczych zamieszczonych na rysunku 4.5:

- dla regulatora PI

$$H(s) = \frac{1}{1 + sR_9(C_9 + C_{10})} ; \quad (4.2)$$

- dla regulatora PID

$$H(s) = \frac{1}{s^2 R_9 C_9 R_{10} C_{10} + s [R_9(C_9 + C_{10}) + R_{10} C_{10}] + 1} . \quad (4.3)$$



Rys. 4.5. Schematy zastępcze dynamicznego członu korekcyjnego dla różnych rodzajów regulatora

Po podstawieniu wzorów (4.2) i (4.3) do wzoru (4.1) otrzymano:
- dla regulatora PI

$$G(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{sT_I} \right), \quad (4.4)$$

gdzie:

$$T_I = R_9(C_9 + C_{10}), \quad (4.5)$$

$$k_p = \frac{k_1 k_M T_I}{k_2 T_M}; \quad (4.6)$$

- dla regulatora PID

$$G(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D \right), \quad (4.7)$$

gdzie:

$$T_I = R_9(C_9 + C_{10}) + R_{10}C_{10}, \quad (4.8)$$

$$T_D = \frac{R_9 C_9 R_{10} C_{10}}{T_I}, \quad (4.9)$$

$$k_p = \frac{k_1 k_M T_I}{k_2 T_M}. \quad (4.10)$$

Z przedstawionych wzorów wynika, że w obu typach regulatorów występuje interakcja. We wzorach tych oznaczono:

k_1 - stały współczynnik wzmocnienia toru głównego, elektronicznego regulatora trójpołożeniowego,

k_M - stały współczynnik wzmocnienia zespołu wykonawczego,

T_M - czas nastawiania zespołu wykonawczego,

k_2 - współczynnik toru korekcyjnego sprzężenia zwrotnego, zależny od nastawy potencjometru "sprzężenie",

C_9, C_{10} - kondensatory o stałych pojemnościach wykorzystane w dynamicznym członie korekcyjnym: $C_9 = 20 \mu F$ i $C_{10} = 10 \mu F$,

R_9, R_{10} - regulowane oporniki umieszczone na pulpicie nastawczym.

Z przedstawionej zasady działania regulatora krokowego wynika, że powyższy opis jego dynamiki jest słuszny jedynie wówczas, gdy sygnał uchybu regulacji zmienia się na tyle wolno, że nie następuje przerwanie ruchu ślizgowego. Zjawisko to występuje na przykład w przypadku, gdy skokowy sygnał zakłócenia jest doprowadzony na wejście



obiektu regulacji. W sytuacji, gdy zakłócenie o wspomnianej postaci wystąpiło na wyjściu obiektu regulacji lub gdy dokonano skokowej zmiany wartości zadanej, warunek ciągłości ruchu ślizgowego nie jest spełniony. Oczywiście nie oznacza to, że cały układ regulacji będzie działał nieprawidłowo. Brakuje jedynie wtedy podstaw, by przy analizie dynamiki układu lub przy doborze nastaw regulatora dla takiego przypadku posługiwać się wprowadzonym wyżej opisem.

4.3. Program ćwiczenia

Program ćwiczenia obejmuje

- badanie regulatora ERT-21 współpracującego z zespołem wykonawczym ZW-01,
- identyfikację obiektu regulacji,
- dobór nastaw regulatora,
- badanie zamkniętego układu regulacji.

Badanie regulatora polega na zapoznaniu się z jego obsługą oraz na doświadczalnym określeniu parametrów opisujących poszczególne bloki występujące w uproszczonym schemacie funkcjonalnym tego regulatora przedstawionym na rysunku 4.3. Szczegółowy sposób postępowania przy badaniu regulatora podano w instrukcji wykonawczej (rozdz. 4.4).

Identyfikację obiektu regulacji przeprowadza się po zarejestrowaniu odpowiedzi skokowej na sygnał wejściowy o znanej wartości, przy uwzględnieniu zerowych warunków początkowych, wykorzystując odpowiednią metodę przedstawioną w Dodatku A. Opis dynamiki należy przyjąć w postaci transmitancji zastępczej

$$G_{OR}(s) = \frac{k_{OR} \cdot e^{-sT_o}}{1 + sT} \quad (4.11)$$

Doboru nastaw regulatora należy dokonywać dla typu (PI lub PID) wskazanego przez prowadzącego ćwiczenie, uwzględniając wyniki przeprowadzonej identyfikacji obiektu regulacji. W tym celu należy wykorzystać jedną dowolnie wybraną metodę spośród tych, które omówiono w Dodatku B.

Aby uniknąć interakcji wprowadzanie nastaw dla regulatora PI należy rozpocząć od nastawienia wymaganej wartości opornika R_g zgodnie z wzorem:



$$R_9 = \frac{T_I}{C_9 + C_{10}}, \quad (4.12)$$

Następnie za pomocą potencjometru "sprzężenie" dobiera się właściwą wartość współczynnika wzmocnienia w torze korekcyjnego sprzężenia zwrotnego

$$k_2 = \frac{k_1 k_M T_I}{k_p T_M}. \quad (4.13)$$

Dla regulatora PID wartości oporników R_9 i R_{10} , wymagane do uzyskania niezbędnych nastaw czasu zdwojenia i czasu wyprzedzenia, oblicza się posługując się następującą wielkością pomocniczą

$$r = \frac{R_{10}}{R_9}. \quad (4.14)$$

Czas zdwojenia nastawia się za pomocą opornika R_9 o wartości obliczonej według wzoru

$$R_9 = \frac{T_I}{(C_9 + C_{10}) + rC_{10}}, \quad (4.15)$$

natomiast czas wyprzedzenia za pomocą opornika R_{10} :

$$R_{10} = T_D \frac{(C_9 + C_{10}) + rC_{10}}{C_9 C_{10}} \quad (4.16)$$

gdzie potrzebną wartość parametru r otrzymuje się po rozwiązaniu równania

$$\frac{T_D}{T_I} = \frac{C_9 C_{10} r}{[(C_9 + C_{10}) + rC_{10}]^2} \quad (4.17)$$

Współczynnik wzmocnienia regulatora PID nastawia się dobierając wartość współczynnika wzmocnienia k_2 w torze korekcyjnego sprzężenia zwrotnego, tak jak w regulatorze PI.

Nastawy potencjometrów R_7 "impuls", R_{12} "nieczułość" oraz ewentualnie filtru tłumiącego R_{22} dobiera się eksperymentalnie, obserwując pracę regulatora w układzie zamkniętym w stanach dynamicznych.

Badanie zamkniętego układu regulacji polega na rejestracji sygnału wyjściowego modelu obiektu regulacji przy skokowym pojawieniu się zakłócenia na jego wejściu. Dla oceny skuteczności działania

regulatora otrzymany wynik należy porównać z przebiegiem w układzie otwartym. W tym celu, przed ponownym pojawieniem się zakłócenia, przełącznik rodzaju sterowania ustawić w pozycji "sterowania ręczne".

4.4. Instrukcja wykonawcza

Poniżej przedstawiono opis czynności związanych z badaniem regulatora i uruchamianiem zamkniętego układu regulacji. Staranne zapoznanie się z nim umożliwi poprawne wykonanie badań przewidzianych programem ćwiczenia.

Badanie regulatora można przeprowadzać dopiero po upływie kilku minut od chwili włączenia zasilania.

1. Wyznaczanie charakterystyki przekaznika trójpołożeniowego.

Do gniazd G1-G2 członu ERT-1 przyłączyć woltomierz. Pokrętło "nieczułość" ustawić w prawym skrajnym położeniu. Pokrętłem "sprzężenie" wyłączyć działanie korekcyjnego sprzężenia zwrotnego ustawiając je w lewym skrajnym położeniu. Wyłączyć działanie filtru tłumiącego ustawiając $R_{22} = 0$. Zmiany napięcia wywoływać powolnymi zmianami położenia pokrętła "korektor" członu ERT-1. Określić wartości napięcia, przy których zapalają się i gasną lampki sygnalizujące stan przekaznika.

2. Cechowanie zadajnika wartości zadanej. Połączyć wyjście członu ER-21 z wejściem członu ERT-1, zachowując pozostałe wskazania z poprzedniego punktu. Zewrzeć gniazda G1-G2 członu ER-21. Pokrętłem "korektor" członu ERT-1 wyzerować tor główny regulatora. Do wejścia członu ER-21 przyłączyć napięcie regulowane U_x z wyjścia modelu obiektu regulacji. Ustawić $U_x = 0$. Ustawić zadajnik NT-01 na pulpicie nastawczym w pozycji 1. Pokrętłem "korektor-T" członu ER-21 ponownie sprowadzić wskazania woltomierza przyłączonego do gniazd G1-G2 członu ERT-1 do zera. Używając tego woltomierza jako wskaźnika zerowej wartości uchybu regulacji, wyznaczyć wartości napięcia wyjściowego modelu obiektu regulacji U_x odpowiadające kolejnym pozycjom zadajnika.

3. Wyznaczenie współczynników wzmocnienia poszczególnych torów przepływu sygnałów w regulatorze. Współczynniki wzmocnienia w torze głównym określa się jako współczynniki nachylenia części prostoliniowej charakterystyk statycznych poszczególnych elementów. W celu wyznaczenia wartości tych współczynników należy zmieniać napięcie



wyjściowe U_x modelu obiektu regulacji wokół wartości zadanej, odpowiadającej danej pozycji zadajnika (np. poz. 5). Do gniazd G1-G2 oraz 6-18 członu ERT-1 podłączyć woltomierze. Współczynnik k_1 określa się na podstawie charakterystyki $U_{6-18} = f(U_x)$, zaś współczynnik k_3 na podstawie charakterystyki $U_{G1-G2} = f(U_{6-18})$. Współczynnik k_3 należy wyznaczyć dla dwóch różnych pozycji pokrętła "nieczułość".

W celu wyznaczenia współczynnika wzmocnienia toru korekcyjnego sprzężenia zwrotnego, woltomierze podłączamy do gniazd 6-18 i 22-18. Napięcie U_x dobrać tak, aby na wyjściu wzmacniacza napięciowego (gniazda 6-18) napięcie było równe zeru. Wprowadzić przerwę w korekcyjnym sprzężeniu zwrotnym oraz ustawić $R_9 = 0$, $R_{10} = 0$. Napięcie do tego toru podawać przełącznikiem trójpozycyjnym i pokrętłem "sprzężenie". Pomierzyć wartości napięcia U_{22-18} , odpowiadające poszczególnym pozycjom pokrętła "sprzężenie" (dla obu znaków napięcia). Wyznaczyć charakterystykę $U_{6-18} = f(U_{22-18})$. Określić współczynnik nachylenia części prostoliniowej. Współczynnik k_2 nastawiany pokrętłem "sprzężenie" jest iloczynem wspomnianego współczynnika nachylenia i wartości napięcia U_{22-18} , odpowiadającej danej nastawie pokrętła. Na tej podstawie można sporządzić tabelę zależności k_2 od pozycji pokrętła "sprzężenie" pomocną przy wprowadzaniu nastaw do regulatora.

4. Wyznaczanie parametrów opisujących mechanizm wykonawczy. Przyjąć $k_M = 1$. Wyznaczyć czas nastawiania T_M jako czas, w ciągu którego mechanizm wykonawczy powoduje zmianę napięcia wejściowego obiektu o 1 V. Zespołem wykonawczym sterować za pomocą przycisków "-", "+" umieszczonych w przełączniku rodzaju sterowania.

5. Uruchomienie układu zamkniętego z wybranym typem regulatora współpracującego z modelem obiektu regulacji. Wprowadzić wyznaczone nastawy do regulatora. Obserwować działanie przekaźnika przy stałym uchybie regulacji. Pokrętła "nieczułość" i "impuls" ustawić doświadczalnie tak, by stworzyć korzystne warunki pracy mechanizmu wykonawczego. Po uzyskaniu prawidłowego działania regulatora włączyć go do pracy z obiektem za pomocą przełącznika rodzaju sterowania. Wyjście obiektu połączyć z rejestratorem.

W sprawozdaniu należy zamieścić:

- schemat strukturalny zamkniętego układu regulacji,
- uproszczony schemat funkcjonalny regulatora,
- wyniki badań w postaci tabel i wykresów,
- wyniki obliczeń nastaw dla wskazanego typu regulatora,



- przebiegi sygnału wyjściowego obiektu regulacji przy skokowym zakłóceniu pojawiającym się na jego wejściu w układzie zamkniętym i w układzie otwartym,
- omówienie otrzymanych wyników.



Ć w i c z e n i e 5

IMPULSOWY UKŁAD REGULACJI

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z zasadą działania regulatora impulsowego na przykładzie regulatora RKte-3 zastosowanego w zamkniętym układzie regulacji z modelem obiektu.

5.1. Opis stanowiska laboratoryjnego

Zamknięty układ regulacji składa się z następujących urządzeń:

- regulatora impulsowego RKte-3,
- mechanizmu wykonawczego MW-5,
- modelu obiektu regulacji.

Regulator RKte-3, którego uproszczony schemat ideowy przedstawiono na rysunku 5.1 jest złożony z następujących zespołów:

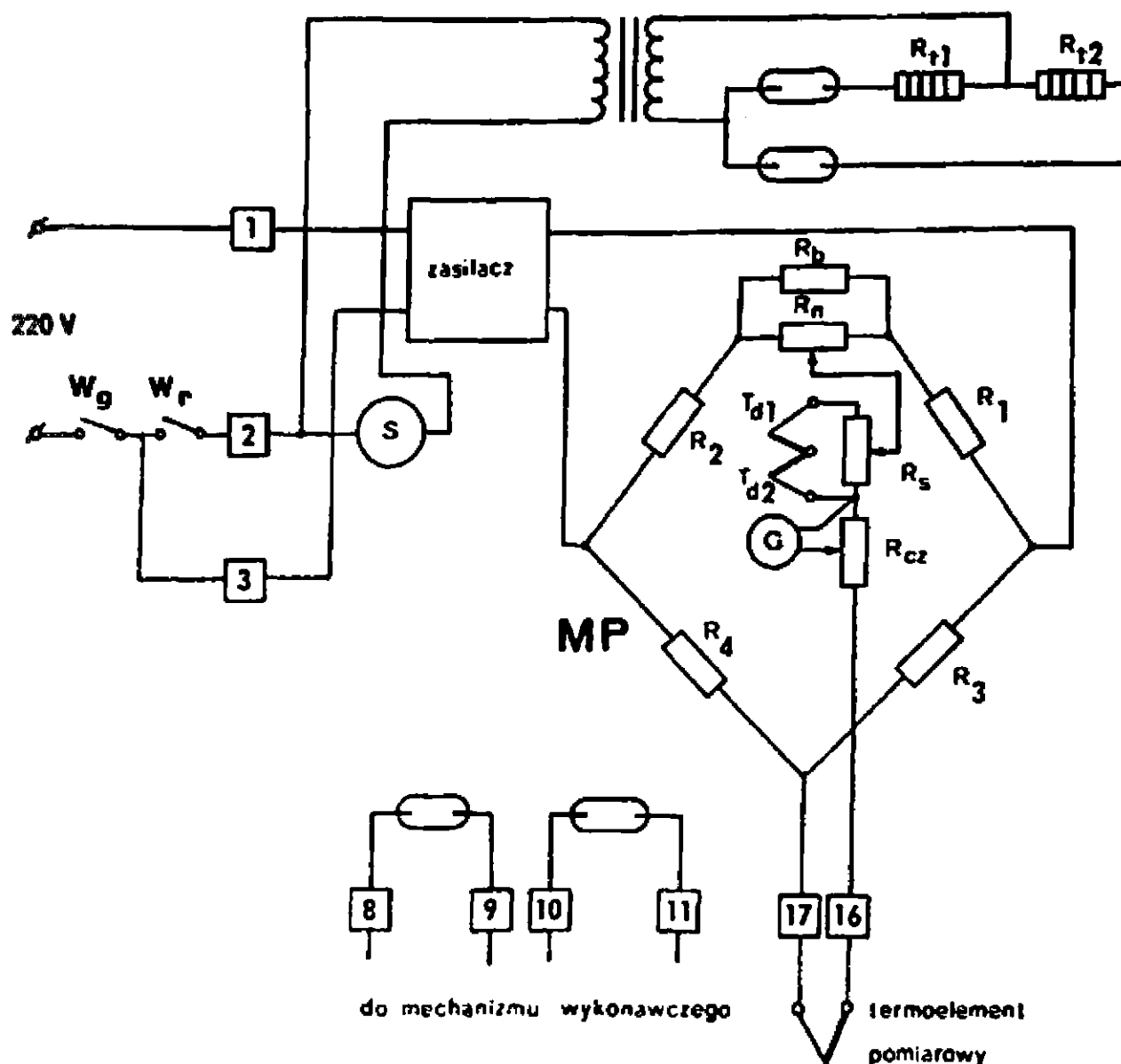
- 1) układ pomiarowy,
- 2) układ lokalnego sprzężenia zwrotnego,
- 3) mechanizm impulsatora,
- 4) zasilacz.

1. Układ pomiarowy. Napięcie stałe proporcjonalne do regulowanej wielkości fizycznej, doprowadzone do zacisków wejściowych regulatora 16-17, jest mierzone za pomocą niezrównoważonego mostka Wheatstone'a MP. Mostek tworzą rezystory R_1 - R_4 , a także potencjometr R_n służący do nastawiania zadanej wartości wielkości regulowanej.

Pokrętko potencjometru wraz z podziałką wartości zadanej znajduje się na płycie czołowej regulatora. W przekątnej mostka włączony jest galwanometr G, sterujący działaniem mechanizmu impulsatora. Potencjometr R_{cz} (pokrętko "czułość" na płycie czołowej regulatora) służy do zmiany czułości galwanometru. Załóżmy, że potencjometr R_s jest ustawiony w lewym skrajnym położeniu. Jeżeli napięcie wejściowe regulatora jest równe napięciu nierównowagi mostka wynikającemu z położenia suwaka potencjometru R_n , to przez galwanometr nie płynie prąd i jego wskazówka znajduje się w położeniu zerowym. Wtedy uchyb



regulacji, tzn. różnica między wartością zadaną nastawioną na potencjometrze R_n a sygnałem wejściowym, jest równy zeru. W przeciwnym przypadku wskazówka galwanometru odchyła się od położenia zerowego w zależności od wartości uchybu regulacji.



Rys. 5.1. Uproszczony schemat ideowy regulatora RKte-3

2. Układ lokalnego sprzężenia zwrotnego. Jest on zbudowany z dwóch zespołów termoelementów T_{d1} i T_{d2} oraz grzejników oporowych R_{t1} i R_{t2} , w pobliżu których są umieszczone spoiny termoelementów. Termoelementy są połączone różnicowo, tzn. ich siły termoelektryczne odejmują się wzajemnie. W zależności od położenia suwaka potencjometru R_s (pokrętko "sprzężenie") część wypadkowego napięcia termoelementów jest sumowana w przekątnej mostka pomiarowego z napięciem wejściowym regulatora.

Termoelementy są podgrzewane grzejnikami R_{t1} i R_{t2} włączanymi wtedy, gdy na wyjściu regulatora pojawiają się impulsy. Za pomocą odpowiednich pokręteł możliwa jest zmiana położenia każdego zespołu termoelementów względem odpowiedniego grzejnika, a także niezależna zmiana wzajemnego oddziaływania grzejników przez zbliżenie bądź oddalenie radiatorów obu grzejników. Zmiany te umożliwiają uzyskanie różnych właściwości dynamicznych układu lokalnego sprzężenia zwrotnego. Ze względu na to, że pokrętła układu sprzężenia lokalnego są umieszczone wewnątrz regulatora, wprowadzono dwa niezależne obwody sprzężenia lokalnego o różnych własnościach dynamicznych. Wybór sprzężenia jest dokonywany przyciskiem Sp1 lub Sp2.

3. Mechanizm impulsatora. Służy do przetworzenia sygnału błędu regulacji, w postaci wychylenia wskazówki galwanometru, na impulsowy sygnał wyjściowy regulatora. Impulsator jest urządzeniem mechanicznym z opadającym jarzmem. Wygląd zewnętrzny mechanizmu przedstawiono na rysunku 5.2.

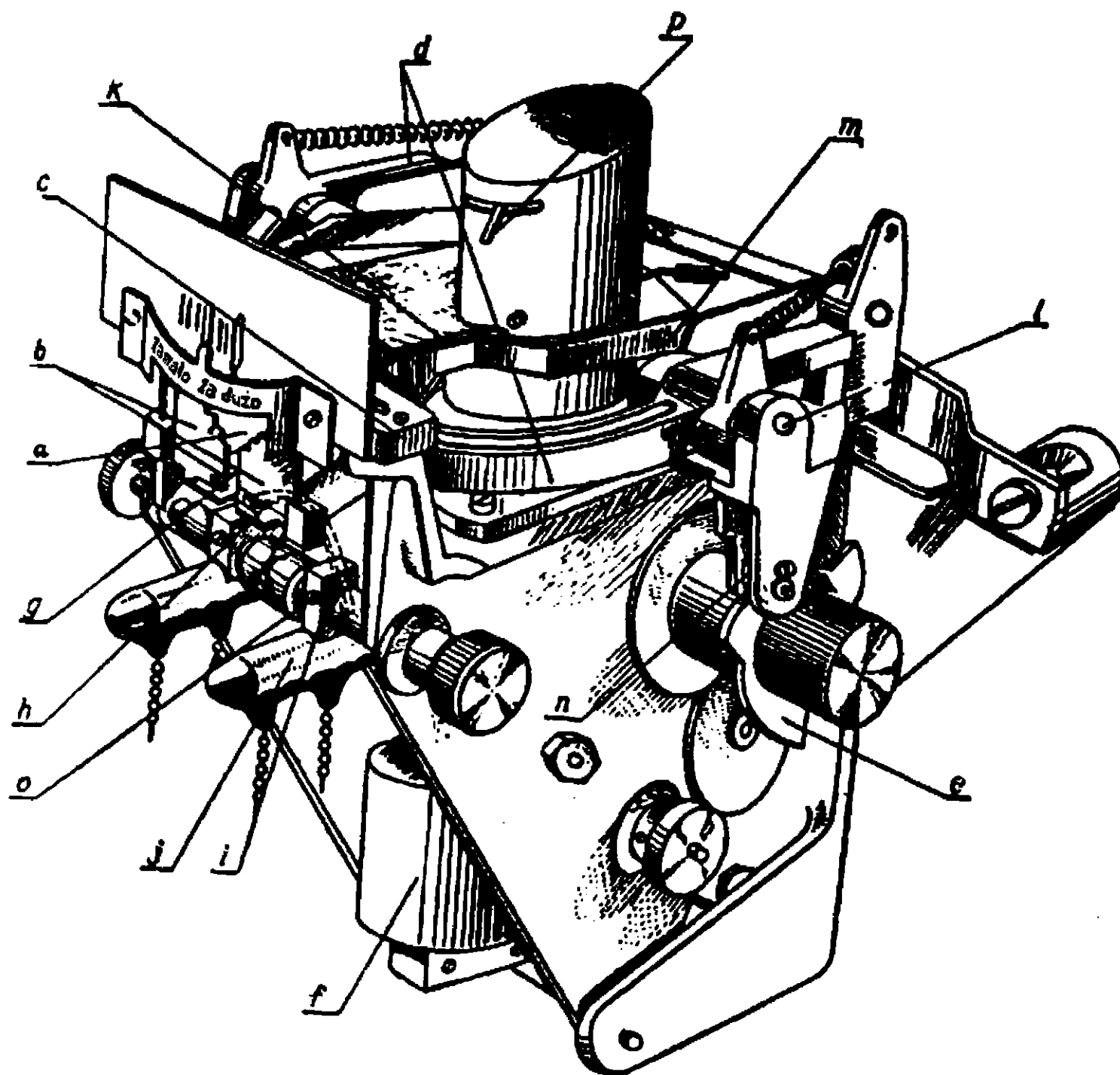
W poziomej szczelinie a, między płytkami schodkowymi b a listwą oporową c, jest umieszczona wskazówka galwanometru k będąca częścią układu pomiarowego. Każda z dwóch płytek schodkowych jest zamocowana na osobnym jarzmie d połączonym przegubowo ze wspólnym ramieniem m, podnoszonym i opuszczanym za pomocą krzywki e napędzanej histerezowym silniczkami synchronicznymi f.

W momencie równowagi układu pomiarowego wskazówka znajduje się między płytkami schodkowymi, więc jarzmo podnosi się i opada swobodnie.

Z chwilą zachwiania równowagi układu pomiarowego, wskazówka galwanometru wychyla się z położenia zerowego i wtedy odpowiednia płytka schodkowa b dociska wskazówkę do listwy oporowej. To jarzmo, które natrafiło na wskazówkę zostaje zatrzymane i załamane o pewien kąt. Na jarzmach są umieszczone węższe zwalniające h, które w przypadku, gdy wskazówka galwanometru znajduje się w położeniu zerowym, ślizgają się po zaczepach o styków rtęciowych j. Z chwilą gdy odpowiednie jarzmo zostanie zatrzymane przez wskazówkę galwanometru opartą o listwę oporową i załamane, między węższym zwalniającym a zaczepem powstaje odstęp. Pozwala to na pochylenie się danego zespołu styków rtęciowych (pod wpływem własnego ciężaru), zamykających obwód odpowiedniego grzejnika lokalnego sprzężenia zwrotnego i uruchamiających mechanizm wykonawczy MW-5.

Sygnał wyjściowy regulatora, w postaci zamknięcia lub otwarcia styków rtęciowych, jest doprowadzony do zacisków 8-9 i 10-11 regulatora.



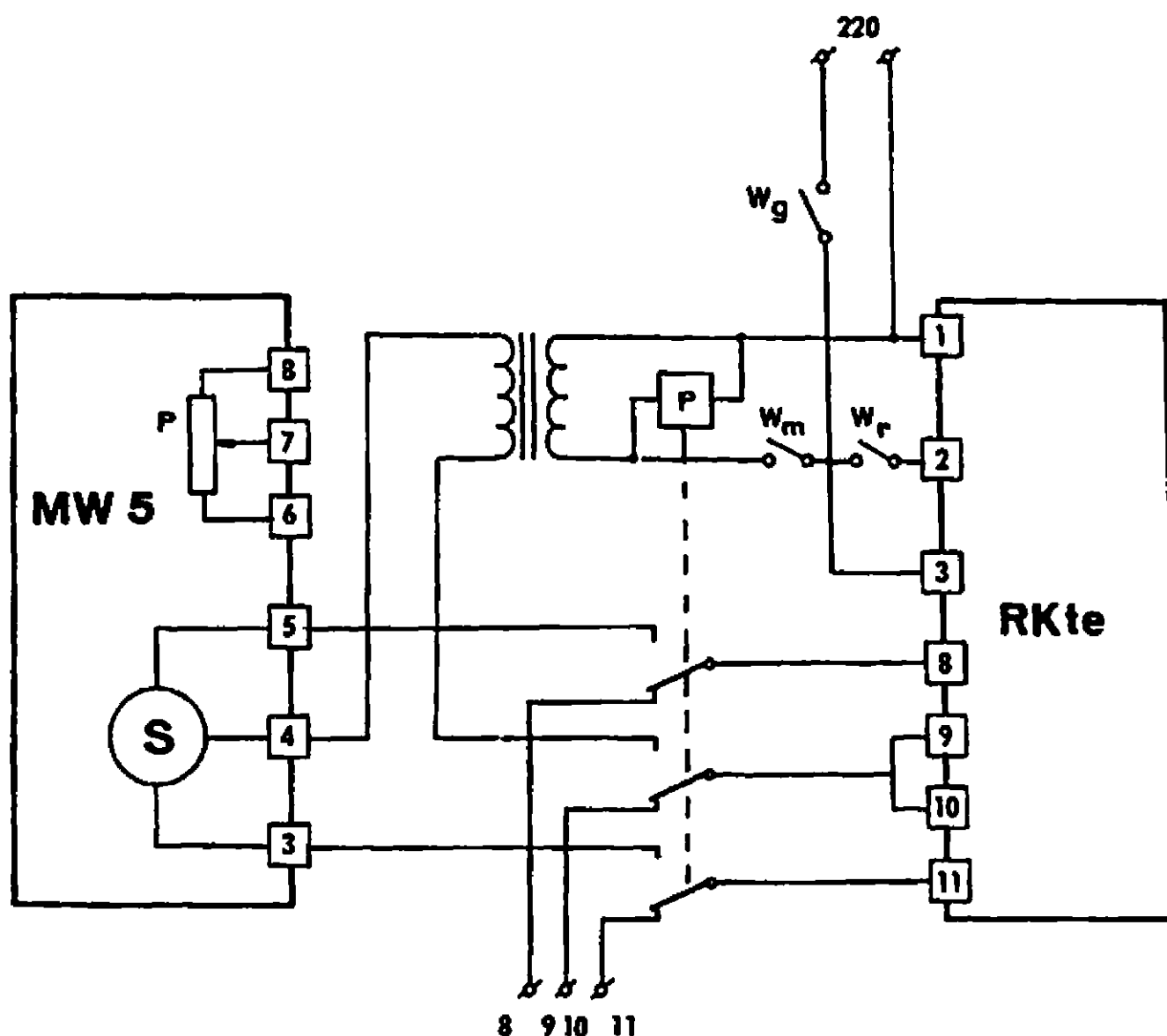


Rys. 5.2. Wygląd zewnętrzny mechanizmu impulsatora regulatora RKte-3
 a - pozioma szczelina, b - płytki schodkowe, c - listwa oporowa, d -
 jarzno, e - krzywka, f - silniczek synchroniczny, g - pionowa szcze-
 lina, h - wąż zwalniający, i - uchwyt styku rtęciowego, j - styk rtę-
 ciowy, k - wskazówka galwanometru, l - oś, m - wspornik, n - bież-
 nia krzywki, o - śruba regulacyjna styku rtęciowego, p - dźwignia
 zerowania galwanometru

4. Zasilacz. Służy do zasilania mostka pomiarowego. Zbudowany jest z transformatora obniżającego napięcie, prostownika i stabilizatora. Włącznik W_g służy do włączania zasilanie regulatora, włącznik W_r - do włączania silnika napędzającego krzywkę impulsatora.

Mechanizm wykonawczy MW-5 spełnia rolę wyjściowego wzmacniacza mocy. W układach regulacji służy do nastawienia przepustnic i zaworów sterujących pracą obiektu regulacji.

W mechanizmie, dwufazowy silnik asynchroniczny poprzez przekładnię zębatą przesuwają ramię dźwigni. Ruch dźwigni jest ograniczony wyłącznikami krańcowymi. Wraz ze zmianą położenia dźwigni zmienia się położenie sprzężonego z nią suwaka potencjometru. Potencjometr spełnia rolę czujnika położenia dźwigni mechanizmu; w układzie laboratoryjnym służy do wytworzenia sygnału wejściowego do obiektu regulacji. Położenie dźwigni mechanizmu wykonawczego może być także ustawiane ręcznie za pomocą przycisków "mniej" i "więcej". Możliwe jest także odłączenie mechanizmu wykonawczego od regulatora wyłącznikiem W_m . Schemat układu połączeń mechanizmu wykonawczego z regulatorem przedstawiono na rysunku 5.3.



Rys. 5.3. Schemat połączenia mechanizmu wykonawczego MW-5 i regulatora RKte-3

Model obiektu regulacji jest wykonany na wzmacniaczach operacyjnych, symulując właściwości dynamiczne rzeczywistego obiektu regulacji. Umożliwia także wytwarzanie sygnału wejściowego do regulatora, wykorzystywanego przy badaniu regulatora. Wyczerpujący opis modelu podano w ćwiczeniu 2 w rozdziale 2.1.

5.2. Zasada działania regulatora

Omówiony powyżej regulator jest regulatorem impulsowym z modulacją skokową szerokości impulsów. Może znaleźć zastosowanie w regulacji wielkości fizycznych, których wartość może być przetworzona na sygnał napięcia stałego (np. regulacja temperatury, ciśnienia, poziomu cieczy, natężenia przepływu itp.).

Rozpatrzmy działanie regulatora, gdy lokalne sprzężenie zwrotne jest wyłączone, tzn. potencjometr "sprzężenie" jest ustawiony w lewym skrajnym położeniu. Jeżeli nastawiona na potencjometrze R_n wartość zadana nie jest równa wartości wyjściowej obiektu regulacji, to mostek pomiarowy jest niezrównoważony, przez galwanometr G płynie prąd i wskazówka galwanometru wychyla się. Wskazówka odchylona od położenia zerowego powoduje zatrzymanie płytki schodkowej impulsatora i zamknięcie łącznika rtęciowego. Czas zamknięcia łącznika zależy od położenia wskazówki galwanometru. Zamknięcie łącznika uruchamia mechanizm wykonawczy, który działa na obiekt w taki sposób, aby sygnał uchybu regulacji maleł.

W przypadku obiektu regulacji o dużych stałych czasowych w porównaniu z okresem impulsowania regulatora, właściwości dynamiczne regulatora w połączeniu z mechanizmem wykonawczym odpowiadają w przybliżeniu ciągłemu regulatorowi typu I, tzn. w przybliżeniu transmitacja regulatora jest

$$G_R(s) = \frac{k_I}{s} . \quad (5.1)$$

Rozpatrzmy działanie układu lokalnego sprzężenia zwrotnego. Układ sprzężenia powoduje w stanach dynamicznych zmniejszenie intensywności oddziaływania mechanizmu wykonawczego na obiekt.

Z chwilą pojawienia się uchybu regulacji, w okresach kwantowania określonych działaniem impulsatora, zostaje włączony grzejnik termoelementu sprzężenia zwrotnego. Powstająca siła elektromotoryczna sumując się, z odpowiednim znakiem, z napięciowym sygnałem uchybu re-

gulacji powoduje zmniejszenie wychylenia wskazówki galwanometru. W kolejnej chwili kwantowania czas załączenia mechanizmu wykonawczego będzie krótszy niż dla przypadku, gdy sprzężenie lokalne jest wyłączone. W stanie ustalonym, gdy uchyb regulacji jest mniejszy od strefy nieczułości regulatora, na wyjściu regulatora nie pojawiają się impulsy i sygnał lokalnego sprzężenia zwrotnego maleje do zera.

Lokalne sprzężenie zwrotne powoduje, że właściwości regulatora (w połączeniu z mechanizmem wykonawczym) są zbliżone do regulatora ciągłego typu PI o transmitancji

$$G_R(s) = k_P \left(1 + \frac{1}{sT_I} \right) \quad (5.2)$$

5.3. Program ćwiczenia

Program ćwiczenia obejmuje wykonanie następujących badań:

- badanie właściwości statycznych i dynamicznych regulatora,
- badanie zamkniętego układu regulacji.

Badanie właściwości statycznych i dynamicznych regulatora. Należy wyznaczyć:

- 1) charakterystykę wejściową regulatora, tzn. określić dla jakich wartości sygnału wejściowego regulatora, przy danej wartości sygnału zadanego, uzyskuje się zerowe położenie wskazówki galwanometru,
- 2) charakterystykę nieczułości regulatora, tzn. zależności szerokości strefy nieczułości od współczynnika wzmocnienia regulatora (od nastawy potencjometru "czułość"),
- 3) odpowiedź skokową regulatora bez lokalnego sprzężenia zwrotnego; badanie należy wykonać dla kilku położań pokrętki "czułość", na podstawie badań wyznaczyć zakres zmian współczynnika wzmocnienia k_I regulatora i sprawdzić możliwość doboru nastaw regulatora dla podanego modelu obiektu regulacji wg metod przedstawionych w Dodatku B (rys. B.2),
- 4) odpowiedź skokową regulatora z lokalnym sprzężeniem zwrotnym należy wykonać dla dwóch układów sprzężeń zwrotnych i różnych nastaw potencjometru "sprzężenie"; na podstawie odpowiedzi określić przybliżone nastawy regulatora PI.

Badanie zamkniętego układu regulacji obejmuje wyznaczenie skokowych odpowiedzi wymuszeniowych i zakłóceńowych w zamkniętym układzie regulacji bez lokalnego sprzężenia zwrotnego oraz z dwoma za-



instalowanymi układami lokalnego sprzężenia zwrotnego przy różnych współczynnikach wzmocnienia toru lokalnego sprzężenia.

5.4. Instrukcja wykonawcza

Przed przystąpieniem do badań regulatora należy wyłączyć układ lokalnego sprzężenia zwrotnego (przyciski Sp1 i Sp2) oraz mechanizm impulsatora wyłącznikiem W_r , a także mechanizm wykonawczy wyłącznikiem W_m .

Po włączeniu regulatora wyłącznikiem W_g należy sprawdzić czy przy maksymalnej czułości regulatora i ustawionym w pozycji zero potencjometrze "sprzężenie" wskazówka galwanometru pozostaje w zerowym położeniu. W przeciwnym przypadku należy za pomocą dźwigni p mechanizmu impulsatora (rys. 5.2) doprowadzić wskazówkę galwanometru w położenie zerowe. Regulator jest wrażliwy na wstrząsy i zmiany położenia, w trakcie ćwiczenia nie należy go przesuwac ani przenosić.

Charakterystykę wejściową wykonuje się wykorzystując układ symulacji napięcia wyjściowego obiektu regulacji zainstalowany we wspólnej obudowie z modelem obiektu regulacji (sposób wykorzystania - patrz rozdział 2.1). Charakterystykę należy wykonywać przy maksymalnej nastawie potencjometru "czułość".

Do wyznaczania charakterystyki nieczułości wykorzystuje się wyłącznik W_r impulsatora. Po włączeniu impulsatora ustala się skrajne wartości napięć wejściowych regulatora (z układu symulacji napięcia wyjściowego obiektu) zmieniając to napięcie tak, aby wskazówka galwanometru pozostawała w przerwie między dwoma płytkami schodkowymi impulsatora.

Odpowiedź skokową regulatora wykonuje się po uprzednim ustawieniu dźwigni mechanizmu wykonawczego w pozycji zerowej. Należy, przy maksymalnej czułości regulatora, tak dobrać sygnał błędu regulacji, aby wskazówka galwanometru ustawiła się na ostatnim schodku płytki "za mało". Po włączeniu mechanizmu wykonawczego wyłącznikiem W_m , po załączeniu wyłącznika W_r impulsatora rejestruje się odpowiedź skokową regulatora. Następnie, za każdym razem ustawiając ręcznie zerowe położenie dźwigni mechanizmu wykonawczego, powtarza się badanie dla takich położenia pokrętła "czułość", aby przy nie zmienionym uchybie regulacji wskazówka galwanometru ustawiła się na kolejnych schodkach płytki impulsatora.



Przy wyznaczaniu odpowiedzi regulatora z włączonym lokalnym sprzężeniem zwrotnym należy tak dobrać nastawy potencjometrów "czułość" i "sprężenie", aby w czasie wykonywania odpowiedzi wskazówka galwanometru nie dochodziła do położenia krańcowych. Ze względu na termiczny charakter układu lokalnego sprzężenia zwrotnego, po każdorazowym badaniu należy odczekać około 15 min celem wyrównania temperatury grzejników termoelementów sprzężenia lokalnego.

Badanie układu zamkniętego bez lokalnego sprzężenia zwrotnego należy wykonać przy wyłączonych przyciskach Sp1 i Sp2 oraz przy zerowej pozycji potencjometru "sprężenie". Pokrętło "czułość" należy ustawić tak, aby współczynnik wzmocnienia regulatora był bliski wartościom obliczonym wg Dodatku B, przy niezbyt dużej szerokości strefy nieczułości regulatora.

Badanie odpowiedzi skokowych i wymuszeniowych z włączonym układem lokalnego sprzężenia zwrotnego należy przeprowadzać po uprzednim wyrównaniu temperatury układu sprzężenia lokalnego. Przed przystąpieniem do wyznaczania charakterystyk wymuszeniowych należy każdorazowo ustawić ręcznie dźwignię mechanizmu wykonawczego w położeniu zerowym. Charakterystyki zakłócenia wykonuje się, załączając skokowo zakłócenie w modelu obiektu regulacji.

W sprawozdaniu należy zamieścić:

- krótki opis regulatora i układu regulacji wraz z niezbędnymi rysunkami,
- wyniki pomiarów,
- obliczenia oraz wyniki obliczeń wymagane programem ćwiczenia,
- omówienie otrzymanych wyników.



Ć w i c z e n i e 6

REGULACJA KASKADOWA W UKŁADZIE NAPĘDOWYM PRĄDU STAŁEGO

Celem ćwiczenia jest synteza układu regulacji kaskadowej (z podporządkowanym obwodem regulacji) oraz analiza jego działania na przykładzie modelu układu napędowego z silnikiem obcowzbudnym prądu stałego.

6.1. Opis stanowiska laboratoryjnego

Stanowiskiem laboratoryjnym jest maszyna analogowa MA-4 z zamontowanym układem napędowym z silnikiem obcowzbudnym prądu stałego, z zastosowaniem regulacji prądu twornika oraz prędkości kątowej wg zasady obwodów podporządkowanych. Budowę oraz sposób obsługi maszyny analogowej MA-4 omówiono w Dodatku C.

6.2. Zasada działania układu regulacji kaskadowej

Cechą szczególną układu regulacji z obwodami podporządkowanymi jest kaskadowe połączenie regulatorów, których liczba jest równa liczbie regulowanych wielkości. W przedstawionym na rysunku 6.1 układzie, na wejściu regulatora każdego obwodu, następuje porównanie sygnału proporcjonalnego do wartości rzeczywistej regulowanej wielkości z wartością zadana, którą jest sygnał wyjściowy regulatora zewnętrznego (nadrzędnego). Występuje tu wyraźne "podporządkowanie" obwodu wewnętrznego działaniu regulatora należącego do obwodu zewnętrznego. Wydzieleniu kolejnych obwodów może odpowiadać podział całego układu na podukłady regulacji kolejnych wielkości obiektu, w celu ograniczenia dynamicznego lub statycznego uchybu wybranych wielkości.

Do określenia parametrów regulatorów można wykorzystywać różne kryteria. W układach napędowych szczególne zastosowanie znalazły



kryteria opracowane przez G. Kessalera oparte na metodzie optymalnego modułu, omówionej w Dodatku B (kryterium modułowe i kryterium symetrycznego optimum).

Na rysunku 6.2 przedstawiono schemat rozpatrywanego układu napędowego z obcowzbudnym silnikiem prądu stałego, w którym zastosowano dwa regulatory pracujące wg zasady podporządkowanych obwodów regulacji. Regulator RI jest regulatorem prądu twornika, a regulator RΩ - regulatorem prędkości kątownej.

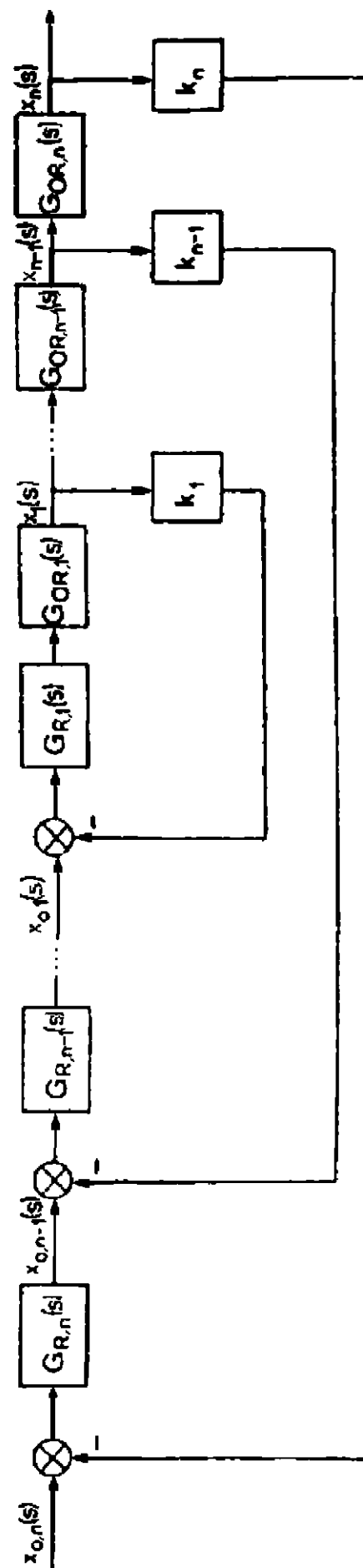
Obiektem regulacji jest w tym układzie silnik obcowzbudny prądu stałego pracujący przy stałym strumieniu wzbudzenia, którego twornik jest zasilany z przekształtnika tyrystorowego PT. Przy założeniu idealności przekształtnika pracującego w układzie odwrotnie-równoległym, przy użyciu dwóch mostków trójfazowych 6T, można przyjąć, że w zakresie napięć sterujących $u_1(t)$ spełniającej zależność

$$|u_1(t)| \leq U_{\max}, \quad (6.1)$$

jego charakterystyka statyczna jest liniowa, a dynamika jest opisana równaniem

$$\begin{aligned} T_{PT} \frac{d u_{PT}(t)}{dt} + u_{PT}(t) &= \\ &= k_{PT} u_1(t), \end{aligned} \quad (6.2)$$

gdzie: $u_{PT}(t)$ - wartość chwilowa uśrednionego napięcia wyjściowego przekształtnika.

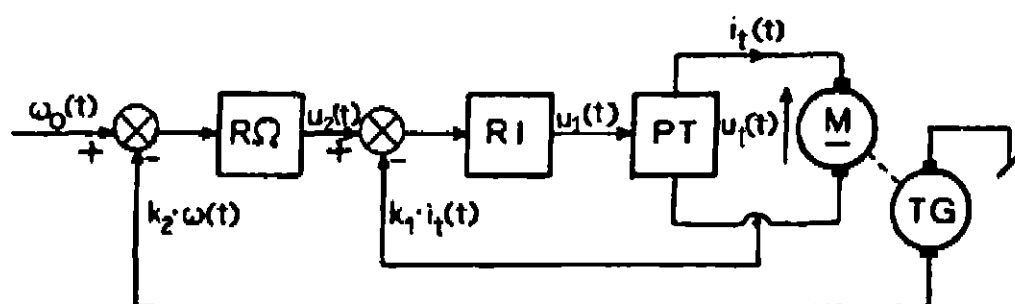


Rys. 6.1. Schemat blokowy układu z podporządkowanymi obwodami regulacji

k_{PT} - współczynnik wzmocnienia przekształtnika,
 T_{PT} - zastępcza stała czasowa przekształtnika i jego układu
 wyzwiania określana jako

$$T_{PT} = \frac{1}{2mf}, \quad (6.3)$$

przy czym: m - liczba faz przekształtnika (dla układu 6T: $m = 6$),
 f - częstość sieci zasilającej.



Rys. 6.2. Schemat układu napędowego z podporządkowanymi obwodami regulacji prądu twornika i prędkości kątowej

Stany dynamiczne w obcowzbudnym silniku prądu stałego (dla $\varnothing = \text{const}$) są opisane za pomocą równań:

$$T_t \frac{d i_t(t)}{dt} + i_t(t) = \frac{1}{R_t} [-c \varnothing \omega(t) + u_t(t)], \quad (6.4)$$

$$J \frac{d \omega(t)}{dt} = c \varnothing i_t(t) - m_{op}(t), \quad (6.5)$$

gdzie: $T_t = \frac{L_t}{R_t}$ - elektromagnetyczna stała czasowa obwodu twornika,
 R_t - rezystancja obwodu twornika,
 L_t - indukcyjność obwodu twornika,
 $i_t(t)$ - wartość chwilowa prądu w obwodzie twornika,
 $u_t(t)$ - wartość chwilowa napięcia zasilającego obwód twornika, przy czym $u_{PT}(t) = u_t(t)$,
 J - moment bezwładności sprowadzony do wału silnika,
 $m_{op}(t)$ - wartość chwilowa momentu zewnętrznego (oporowego) działającego na wał silnika,
 $\omega(t)$ - wartość chwilowa prędkości kątowej wału silnika,
 $c\varnothing$ - stały współczynnik.

Równania (6.2), (6.4) i (6.5) pozwalają narysować schemat blokowy obiektu regulacji (rys. 6.3).

Syntezę zamkniętego układu regulacji kaskadowej rozpoczyna się od obwodu wewnętrznego, którym jest obwód regulacji prądu. Przy doborze regulatora prądu twornika rozpatruje się dwa przypadki, w których:

- 1) uwzględniono oddziaływanie SEM silnika,
- 2) pominięto pętlę wewnętrznego sprzężenia zwrotnego silnika.

Przypadek pierwszy powoduje konieczność użycia regulatora utworzonego przez szeregowe połączenie dwóch regulatorów: I oraz PID. Wynika to z różniczkującego charakteru obiektu regulacji, który opisuje transmitancja

$$G_{OR}(s) = \left. \frac{k_1 I_t(s)}{U_1(s)} \right|_{M_{op}(s)=0} = \frac{k_1 k_{PT}}{R_t} \frac{s T_m}{(1 + s T_{PT})(1 + s T_m + s^2 T_m T_t)}, \quad (6.6)$$

gdzie: k_1 - współczynnik wzmocnienia w torze sprzężenia prądowego,

$$T_m = \frac{J R_t}{(c\phi)^2} - \text{elektromechaniczna stała czasowa, przy czym } T_{PT} \ll T_t, T_m,$$

$$\left. \begin{matrix} I_t(s) \\ U_1(s) \\ M_{op}(s) \end{matrix} \right\} - \text{transformaty Laplace'a odpowiednio dla } i_t(t), u_1(t), m_{op}(t),$$

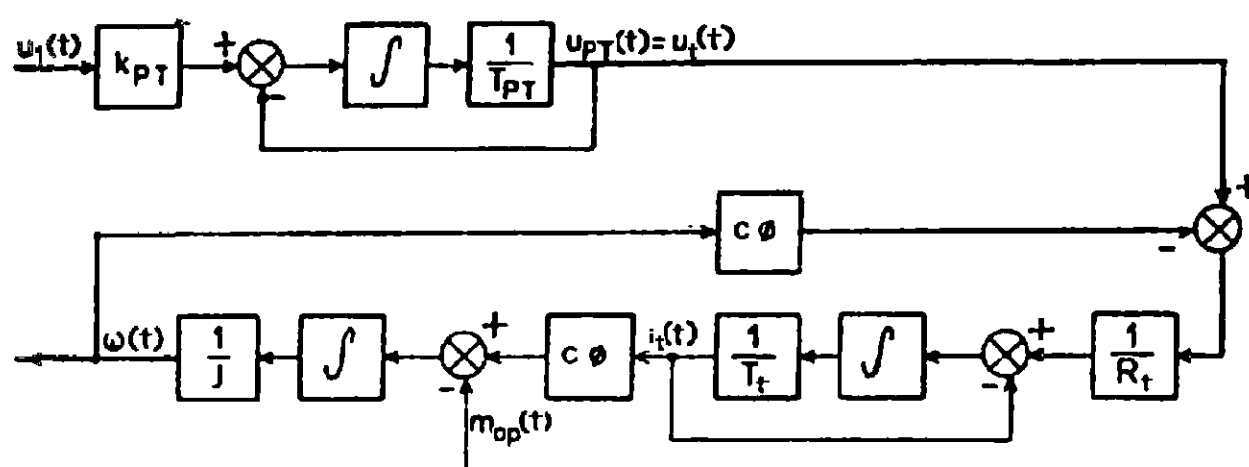
Zastosowanie kryterium modułowego Kesslera dla takiego obiektu jest możliwe po skompensowaniu jego działania różniczkującego przez dodatkowy regulator całkujący. Po tej kompensacji obiekt przedstawia sobą człon o dwóch dużych i jednej małej stałej czasowej. Zgodnie z kryterium modułowym, licznik transmitancji regulatora powinien kompensować tę część mianownika transmitancji obiektu, która jest związana z dużymi stałymi czasowymi (zgodnie z odpowiednim przypadkiem przedstawionym w tabeli B.4). Tak więc w rozpatrywanym obwodzie regulacji przyjmuje się regulator PII^2 o transmitancji

$$\begin{aligned} G_{PII^2}(s) &= \frac{1}{s T_{1i}} \frac{1 + s T_{3i} + s^2 T_{3i} T_{4i}}{s T_{2i}} = \\ &= \frac{T_{3i} T_{4i}}{T_{1i} T_{2i}} \left[1 + \frac{1}{s T_{4i}} \left(1 + \frac{1}{s T_{3i}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (6.7)$$



oraz nastawach, które są wyrażone zależnościami:

$$\begin{aligned} T_{1i} &= T_m, \\ T_{2i} &= 2 \frac{k_1 k_{PT}}{R_t} T_{PT}, \\ T_{3i} &= T_m, \\ T_{4i} &= T_t. \end{aligned} \quad (6.8)$$



Rys. 6.3. Schemat blokowy obcowzbudnego silnika prądu stałego zasilanego z PT

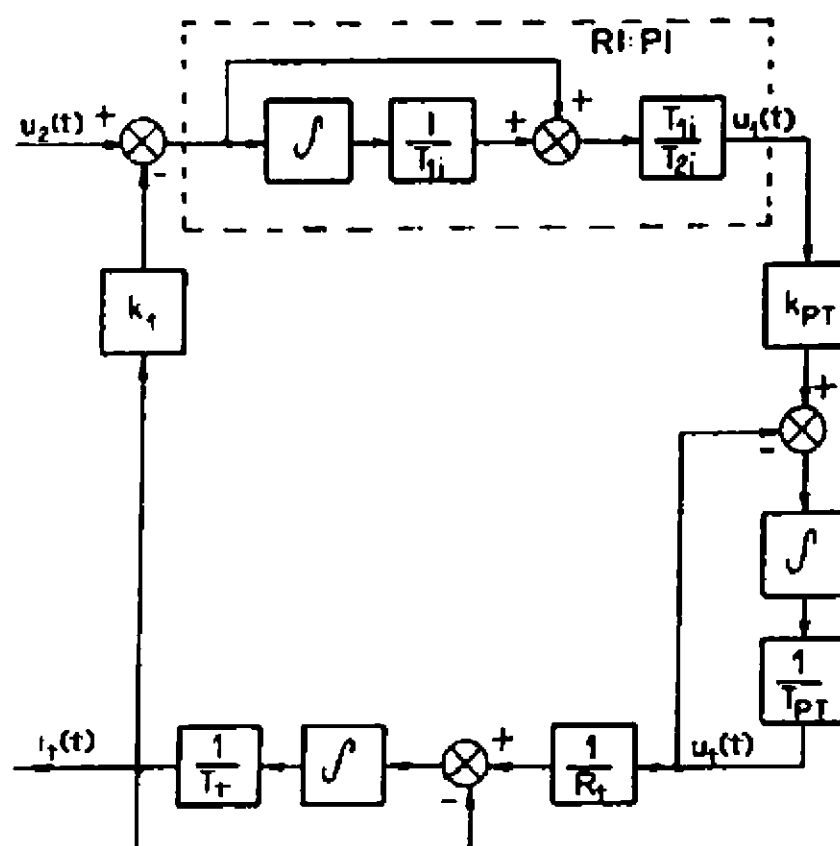
W tym przypadku (rys. 6.4) transmitancja zamkniętego układu regulacji prądu twornika ma postać

$$G_i(s) = \frac{I_t(s)}{U_2(s)} \bigg|_{M_{op}(s)=0} = \frac{1}{k_1} \frac{1}{1 + s^2 T_{PT}^2 + s^2 2 T_{PT}^2}, \quad (6.9)$$

gdzie $U_2(s)$ – transformata Laplace'a napięcia sterującego obwodu prądowego.

Jak wynika z treści Dodatku B odpowiedź jednostkowa układu o takiej transmitancji charakteryzuje się przeregulowaniem o wartości około 4,3% $I_t \text{ ust.}$. Jest to szczególnie korzystne dla przewidzianej komutacji prądu twornika rozpatrywanego silnika oraz z powodu braku konieczności przewymiarowania zaworów prądowych przekształtnika tyrystorowego.

Drugi z rozpatrywanych przypadków – pominięcie pętli wewnętrznej sprzężenia zwrotnego silnika odpowiada stanowi pracy układu z zahamowanym wirnikiem. Obiekt regulacji jest teraz opisywany (rys. 6.5) za pomocą transmitancji



Rys. 6.5. Schemat blokowy zamkniętego układu regulacji prądu twornika przy pominięciu pętli wewnętrznego sprzężenia zwrotnego silnika

W praktyce, z uwagi na niewielki błąd popełniany przy pomijaniu wewnętrznego sprzężenia zwrotnego silnika, jako regulator prądu przyjmuje się regulator PI o nastawach (6.12). Obwód regulacji prądu jest wówczas układem statycznym opisywanym transmitancją:

$$G_i(s) = \left. \frac{I_t(s)}{U_2(s)} \right|_{M_{op}(s)=0} = \quad (6.13)$$

$$= \frac{1}{k_1} \frac{T_m}{2T_{PT} + T_m} \frac{1 + sT_t}{1 + s \frac{2T_{PT}(T_{PT} + T_m) + T_m T_t}{2T_{PT} + T_m} + s^2 \frac{2T_{PT}T_m(T_{PT} + T_t)}{2T_{PT} + T_m} + s^3 \frac{2T_{PT}T_m T_t}{2T_{PT} + T_m}}$$

Jeżeli przyjmie się, że $2T_{PT} \ll T_m$, to transmitancję tę można uprościć do postaci

$$G_i(s) = \left. \frac{I_t(s)}{U_2(s)} \right|_{M_{op}(s)=0}$$

$$\approx \frac{1}{k_1} \frac{1 + sT_t}{1 + s(2T_{PT} + T_t) + s^2(2T_{PT}^2 + 2T_{PT}T_t) + s^3 2T_{PT}^2 T_t} =$$

$$= \frac{1}{k_1} \frac{1}{1 + s 2T_{PT} + s^2 2T_{PT}^2}. \quad (6.14)$$

Porównanie wzorów (6.14) i (6.9) wskazuje, że przyjęcie prostszego regulatora prądu w niewielkim stopniu wpływa na dynamikę obwodu regulacji prądu. Tak więc jako regulator RI można przyjąć regulator PI o transmitancji (6.11) i nastawach (6.12).

Drugim etapem syntezy zamkniętego układu regulacji kaskadowej jest dobór regulatora prędkości kątowej. Przyjmuje się przy tym, że wewnętrzny obwód regulacji prądu o transmitancji (6.14) można przybliżyć elementem inercyjnym I rzędu

$$G_i(s) = \left. \frac{I_t(s)}{U_2(s)} \right|_{M_{op}(s)=0} \approx \frac{1}{k_1} \frac{1}{1 + s 2T_{PT}}. \quad (6.15)$$

Przybliżenie to jest możliwe w zakresie częstotliwości

$$f < f_g = \frac{\sqrt{2}}{4\pi T_{PT}}. \quad (6.16)$$

Zależność ta dla typowych układów napędowych, przenoszących pasmo częstotliwości w granicach 3... 30 Hz, jest spełniona, gdyż w przypadku układu 6T częstotliwość graniczna $f_g = 67,5$ Hz.

Schemat blokowy układu regulacji prędkości przedstawiono na rysunku 6.6, przy czym ze względu na astatyczny charakter obiektu regulacji, który opisuje transmitancja

$$G_{OR}(s) = \left. \frac{k_2 \Omega(s)}{U_2(s)} \right|_{M_{op}(s)=0} = \frac{k_2 R_t}{k_1 c\phi} \frac{1}{sT_m(1 + s 2T_{PT})}, \quad (6.17)$$



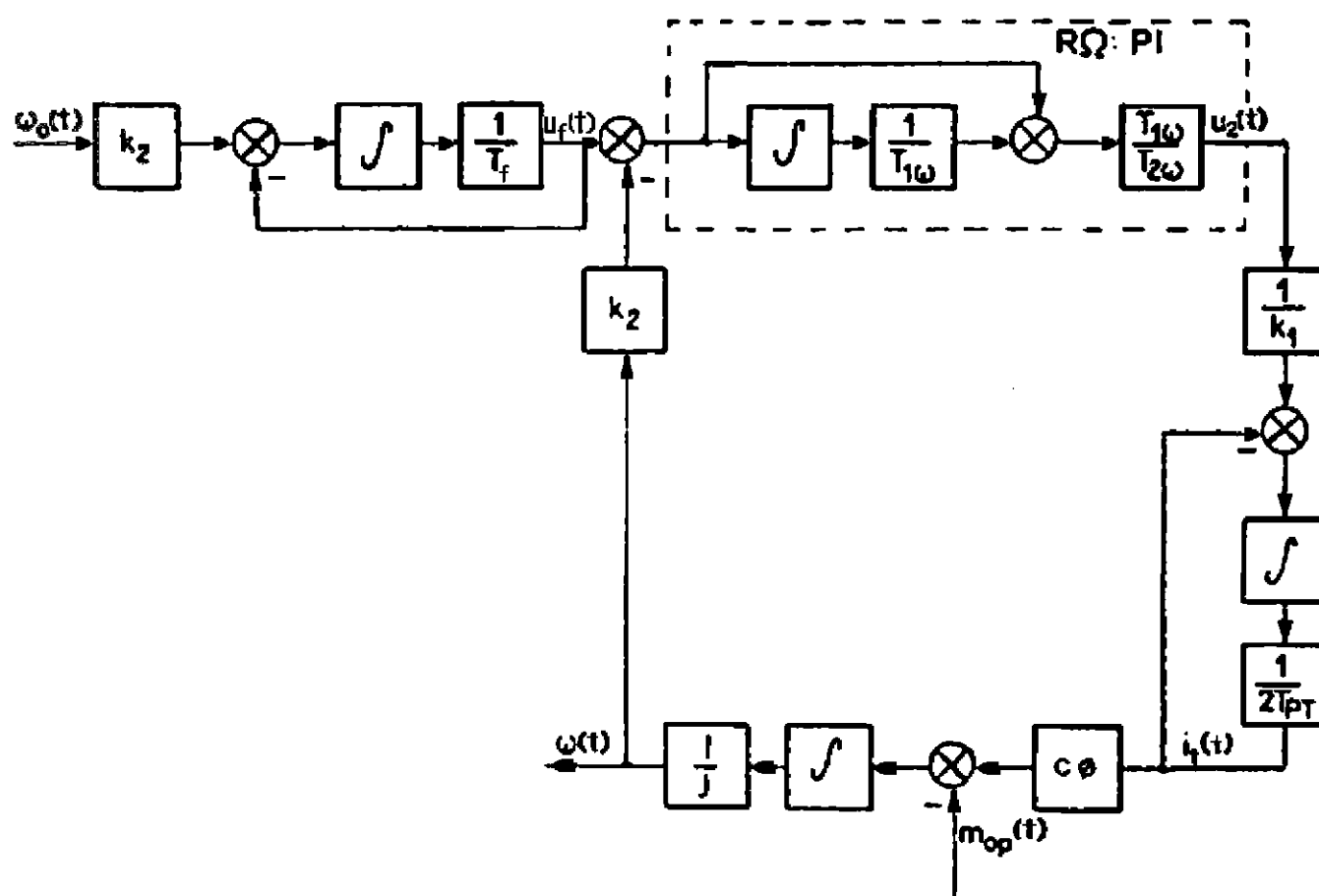
gdzie: k_2 - współczynnik wzmocnienia w torze sprzężenia prędkościowego,

$\Omega(s)$ - transformata Laplace'a prędkości kątowej
z kryterium symetrii wynika konieczność zastosowania jako regulatora R Ω regulatora PI o transmitancji

$$G_{R\Omega}(s) = \frac{1 + s T_{1\omega}}{s T_{2\omega}} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \left(1 + \frac{1}{s T_{1\omega}} \right), \quad (6.18)$$

oraz nastawach wyrażonych zależnościami (zgodnie z tabelą B.5):

$$\begin{aligned} T_{1\omega} &= 8 T_{PT}, \\ T_{2\omega} &= 32 \frac{k_2}{k_1} \frac{R_t}{c\phi} \frac{T_{PT}^2}{T_m}, \end{aligned} \quad (6.19)$$



Rys. 6.6. Schemat blokowy zamkniętego układu regulacji prędkości kątowej

Odpowiadająca takiemu doborowi transmitancja obwodu regulacji prędkości ma postać

$$G_{\omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{U_f(s)} \Big|_{M_{op}(s)=0} = \frac{1}{k_2} \frac{1 + s 8 T_{PT}}{(1 + s 4 T_{PT})(1 + s 4 T_{PT} + s^2 16 T_{PT}^2)}. \quad (6.20)$$

Jak wynika z Dodatku 8, odpowiedź skokowa układu o takiej transmitancji charakteryzuje się przeregulowaniem o wartości około 43% $\Omega_{ust.}$, które można zmniejszyć włączając na wejście układu filtr o transmitancji

$$G_f(s) = \frac{U_f(s)}{\Omega_o(s)} = \frac{k_2}{1 + sT_f}, \quad (6.21)$$

gdzie: $\Omega_o(s)$ – transformata Laplace'a sygnału zadanego,

$T_f = 8T_{PT}$ – stała czasowa filtra.

W ten sposób transmitancja opisująca cały układ zamknięty upraszcza się do postaci

$$G_z(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega_o(s)} \Big|_{M_{op}(s)=0} = \frac{1}{(1 + s4T_{PT})(1 + s4T_{PT} + s^2 16T_{PT}^2)}. \quad (6.22)$$

W układzie takim przeregulowanie występujące w odpowiedzi skokowej maleje do wartości około 8% $\Omega_{ust.}$.

Podsumowując powyższe rozważania można na podstawie rysunku 6.2 narysować pełny schemat blokowy rozpatrywanego układu napędowego (rys. 6.7). Na schemacie tym umieszczono dodatkowo ogranicznik sygnału wyjściowego regulatora prędkości. Ogranicznik ten ma wzmacnienie równe 1 i ogranicza sygnał z regulatora na poziomie $\pm U_{2max}$. Jego zadaniem jest ograniczenie prądu twornika silnika w stanach dynamicznych (rozruch, hamowanie, gwałtowna duża zmiana obciążenia itp.).

6.3. Program ćwiczenia

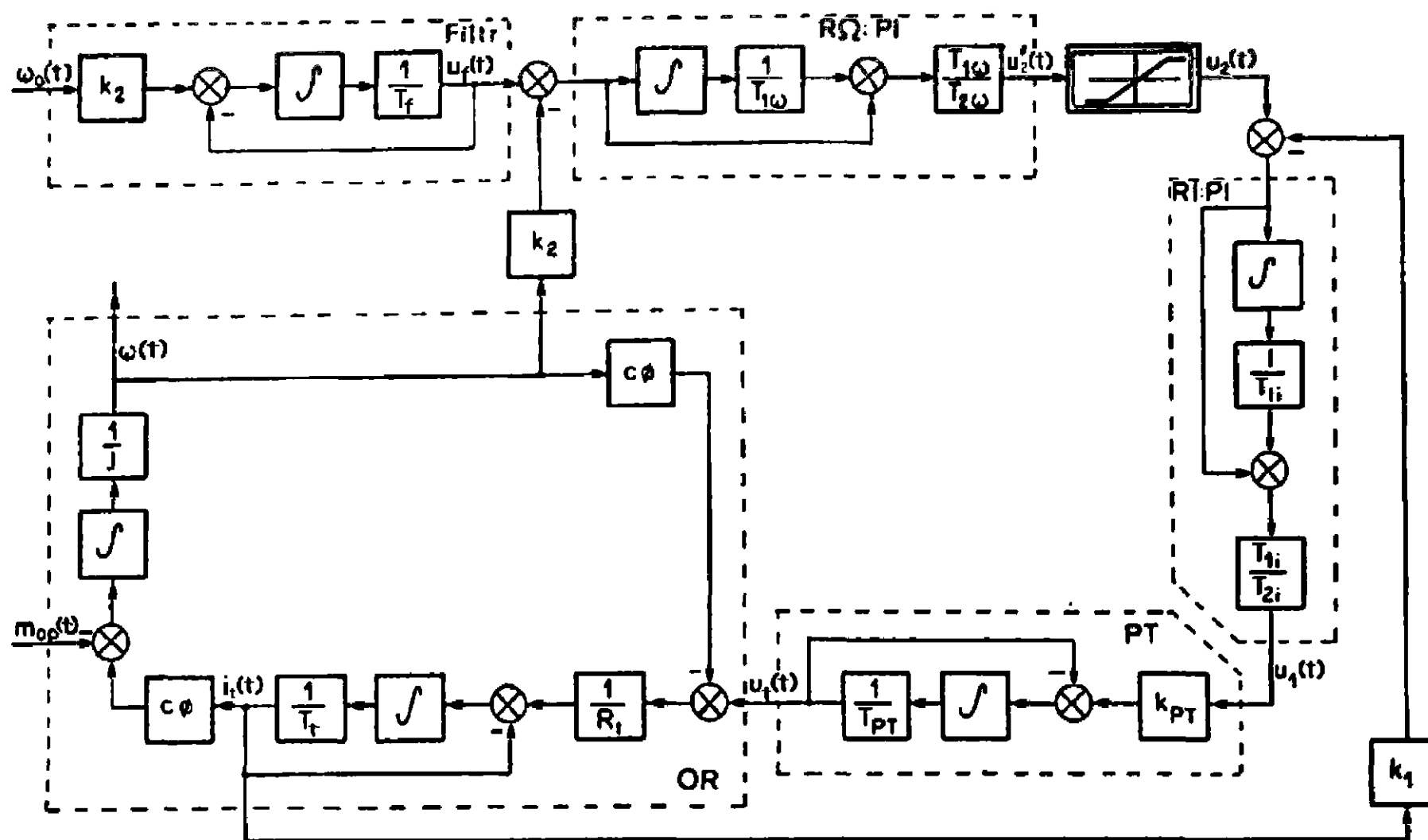
Na podstawie schematu układu (rys. 6.7) należy zaprojektować schemat analogowy, umożliwiający przeprowadzenie badań modelu układu napędowego na maszynie analogowej MA-4 (patrz Dodatek C).

Rozpatrywany układ jest opisany jest za pomocą równań:

$$\frac{du_t(t)}{dt} = \frac{k_{PT}}{T_{PT}} u_1(t) - \frac{1}{T_{PT}} u_t(t), \quad (6.23)$$

$$\frac{di_t(t)}{dt} = \frac{1}{L_t} u_t(t) - \frac{c\phi}{L_t} \omega(t) - \frac{1}{T_t} i_t(t), \quad (6.24)$$





Rys. 6.7. Schemat blokowy układu napędowego z podporządkowanymi obwodami regulacji prądu twornika i prędkości kątowej

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{c\phi}{J} i_t(t) - \frac{1}{J} m_{op}(t), \quad (6.25)$$

$$u_1(t) = \frac{T_{1i}}{T_{2i}} \left\{ [u_2(t) - k_1 i_t(t)] + \frac{1}{T_{1i}} \int_0^t [u_2(t) - k_1 i_t(t)] dt \right\}, \quad (6.26)$$

$$u_2(t) = \begin{cases} u_2(t) & \text{gdy } |u'_2(t)| \leq u_{2 \max} \\ \pm u_{2 \max} & \text{gdy } |u'_2(t)| \geq u_{2 \max} \end{cases} \quad (6.27)$$

$$u'_2(t) = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \left\{ [u_f(t) - k_2 \omega(t)] + \frac{1}{T_{1\omega}} \int_0^t [u_f(t) - k_2 \omega(t)] dt \right\}. \quad (6.28)$$

$$\frac{d u_f(t)}{dt} = \frac{k_1}{T_f} \omega_0(t) - \frac{1}{T_f} u_f(t), \quad (6.29)$$

przy czym równanie (6.23) dotyczy przekształtnika PT, (6.24) i (6.25) - silnika obcowzbudnego prądu stałego, (6.26) - regulatora RI, (6.27) - ogranicznika na wyjściu R, (6.28) - regulatora R, a mają postać (C.4) opisaną w Dodatku C, co pozwala na proste powiązanie zmiennych czasowych z ich odpowiednikami maszynowymi zgodnie z zależnościami (C.7), przy czym dla uproszczenia zakłada się:

$$\alpha_{u_t}^{(1)} = \alpha_{u_t}^{(0)} = \alpha_{u_t} = \frac{u_t}{u_t(t)}, \quad (6.30)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{u_1}^{(0)} &= \alpha_{u'_2}^{(0)} = \alpha_{u_2}^{(-1)} = \alpha_{u'_2}^{(0)} = \alpha_{u_f}^{(1)} = \alpha_{u_f}^{(0)} = \alpha_u = \\ &= \frac{u_1}{u_1(t)} = \frac{u_2}{u_2(t)} = \frac{u'_2}{u'_2(t)} = \frac{u_f}{u_f(t)}, \end{aligned} \quad (6.31)$$

$$\alpha_i^{(1)} = \alpha_i^{(0)} = \alpha_i^{(-1)} = \alpha_i = \frac{i_t}{i_t(t)}, \quad (6.32)$$

$$\alpha_m = \frac{M}{m_{op}(t)}, \quad (6.33)$$



$$\alpha_{\omega}^{(1)} = \alpha_{\omega}^{(0)} = \alpha_{\omega}^{(-1)} = \alpha_{\omega} = \frac{\Omega}{\omega(t)} = \frac{\Omega_0}{\omega_0(t)}, \quad (6.34)$$

$$\tau = \alpha_t t. \quad (6.35)$$

Stąd otrzymuje się układ równań maszynowych w postaci (C.9):

$$\frac{dU_t}{d\tau} = \frac{k_{PT}}{T_{PT}} \frac{\alpha_{U_t}}{\alpha_U \alpha_t} U_1 - \frac{1}{T_{PT}} \frac{1}{\alpha_t} U_t, \quad (6.36)$$

$$\frac{dI_t}{d\tau} = \frac{1}{L_t} \frac{\alpha_i}{\alpha_{U_t} \alpha_t} U_t - \frac{c\phi}{L_t} \frac{\alpha_i}{\alpha_{\omega} \alpha_t} \Omega - \frac{1}{T_t} \frac{1}{\alpha_t} I_t, \quad (6.37)$$

$$\frac{d\Omega}{d\tau} = \frac{c\phi}{J} \frac{\alpha_{\omega}}{\alpha_i \alpha_t} I_t - \frac{1}{J} \frac{\alpha_{\omega}}{\alpha_m \alpha_t} M, \quad (6.38)$$

$$U_1 = \frac{T_{1i}}{T_{2i}} \left[\left(U_2 - k_1 \frac{\alpha_U}{\alpha_i} I_t \right) + \frac{1}{T_{1i}} \frac{1}{\alpha_t} \int_0^{\tau} \left(U_2 - k_1 \frac{\alpha_U}{\alpha_i} I_t \right) d\tau \right], \quad (6.39)$$

$$U_2 = \begin{cases} U'_2 & \text{gdy } |U'_2| \leq U_{2 \text{ Max}} \\ \pm U_{2 \text{ max}} & \text{gdy } |U'_2| \geq U_{2 \text{ Max}} \end{cases}, \quad (6.40)$$

$$U'_2 = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \left[\left(U_f - k_2 \frac{\alpha_U}{\alpha_{\omega}} \Omega \right) + \frac{1}{T_{1\omega}} \frac{1}{\alpha_t} \int_0^{\tau} \left(U_f - k_2 \frac{\alpha_U}{\alpha_{\omega}} \Omega \right) d\tau \right], \quad (6.41)$$

$$\frac{dU_f}{d\tau} = \frac{k_2}{T_f} \frac{\alpha_U}{\alpha_{\omega} \alpha_t} \Omega_0 - \frac{1}{T_f} \frac{1}{\alpha_t} U_f. \quad (6.42)$$

Dla podanych przez prowadzącego laboratorium danych układu napędowego należy wyznaczyć wartości współczynników A_{j-m} , B_{i-m} , C_1 , D_k zgodnie z zależnościami (C.10) i (C.11), narysować pełny schemat analogowy i według niego dokonać połączeń na tablicy łączeniowej. Po sprawdzeniu poprawności działania układu należy przeprowadzić badania modelu analogowego dla różnych warunków pracy.



6.4. Instrukcja wykonawcza

Dla podanych przez prowadzącego danych należy zbudować schemat analogowy, dokonać połączeń na tablicy łączeniowej, a następnie nastawić odpowiednie wartości napięć na wykorzystywanych potencjometrach. Badania modelu analogowego przeprowadzić dla następujących przypadków:

- a) rozruch silnika - od zatrzymania do prędkości ustalonej,
- b) hamowanie silnika - od prędkości ustalonej do zatrzymania,
- c) nawrót silnika - od dodatniej do ujemnej prędkości ustalonej,
- d) załączenie skokowe potencjalnego momentu oporowego w stanie ustalonym,
- e) wyłączenie skokowe potencjalnego momentu oporowego w stanie ustalonym.

Powyższe przypadki należy badać dla różnych wartości zadanej prędkości kątowej i momentu oporowego. Na monitorze wielkanałowym należy obserwować przebiegi prędkości kątowej, prądu twornika i sygnałów wyjściowych regulatorów. Wybrane przebiegi wykreślić na rejestratorze x-y-t.

Sprawozdanie z ćwiczenia powinno zawierać:

- schemat blokowy układu napędowego,
- równania maszynowe modelu analogowego układu napędowego,
- obliczenia współczynników występujących w równaniach maszynowych,
- schemat analogowy całego układu napędowego z naniesionymi współczynnikami wzmocnień bloków operacyjnych i nastawami potencjometrów,
- zarejestrowane przebiegi prędkości kątowej i prądu twornika,
- omówienie otrzymanych wyników.



9845/s

