



Patent dodatkowy
do patentu

Zgłoszono: 09.VII.1962 (P 99 444)

Pierwszeństwo: 09.VIII.1961 Niemiecka
Republika
Federalna

Opublikowano: 10.VII.1965

Kl. 21 c, 46/50

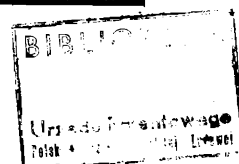
MKP G 05

UKD

6 M/H2

Twórca wynalazku: mgr inż. Andrzej Wierzbicki

Właściciel patentu: Instytut Elektrotechniki, Warszawa (Polska)



Trójpoleźniowy regulator krokowy

1

Wynalazek opiera się na ogólnie, znanym trójpoleźniowym regulatorze krokowym, w którym przekaźnik trójpoleźniowy objęty inercyjnym sprzężeniem zwrotnym, impulsowo włącza całkujący silnik wykonawczy. Tego rodzaju regulatory krokowe zawierają zazwyczaj ujemne inercyjne sprzężenie zwrotne, które nadaje im charakter dynamiczny regulatorów proporcjonalno-całkowych (PI). Celem wynalazku jest uzyskanie nowych, korzystnych właściwości tego typu regulatorów przez zmianę rodzaju sprzężenia zwrotnego w stosunku do dotychczas stosowanego. Według wynalazku we wspomnianym wyżej regulatorze krokowym użyte jest obok ogólnie stosowanego ujemnego, inercyjnego sprzężenia zwrotnego drugie, inercyjne, jednak dodatnie sprzężenie zwrotne. Zasada ta umożliwia nadanie regulatorowi krokowemu dynamicznych właściwości regulatora proporcjonalno-różniczkowo-całkowego (PID). Jednocześnie dzięki zastosowaniu tej zasady możliwe jest znaczne obniżenie częstotliwości łączeń przekaźników regulatora.

Dalej porównany będzie układ i działanie ogólnie znanego regulatora krokowego z układem i działaniem regulatora krokowego według wynalazku, aby wyjaśnić uzyskany poprzez wynalazek postęp techniczny.

Fig. 1 przedstawia schemat blokowy ogólnie znanego regulatora krokowego. Zawiera on przekaźnik trójpoleźniowy P, (lub zespół przekaźników o wypadkowej charakterystyce przekaźnika trójpoleź-

2

niowego) o punkcie zadziałania x_e i punkcie zwalniania x_a . Przekaźnik ten steruje ruchem silnika wykonawczego M w jednym lub drugim kierunku, a jednocześnie włącza ujemne inercyjne sprzężenie zwrotne R_f , jeśli na wejście regulatora przyłożony jest dodatni lub ujemny sygnał wejściowy. Jeśli się założy np. skokową zmianę sygnału wejściowego x_w w dodatnim kierunku do wielkości przekraczającej wartość zadziałania przekaźnika x_e , patrz fig. 2, to przekaźnik zadziała i włączy zarówno silnik wykonawczy jak i sprzężenie zwrotne R_f .

Na skutek tego, sygnał sprzężenia zwrotnego x_r będzie narastać wykładniczo ze stałą czasową ładowania T_{re} . Ponieważ sygnał sprzężenia zwrotnego odejmuje się od sygnału wejściowego, przekaźnik zwolni, gdy tylko różnica tych sygnałów $x_w - x_r$ osiągnie wartość mniejszą niż wartość x_a , przy której zwalnia przekaźnik, wyłączając tym samym silnik wykonawczy.

Po zwolnieniu przekaźnika sygnał sprzężenia zwrotnego x_r zmniejsza się wykładniczo ze stałą czasową rozładowania T_{ra} , dopóki różnica sygnałów $x_w - x_r$ nie przekroczy wartości x_e , przy której przekaźnik zadziała. W tym momencie przekaźnik włącza ponownie silnik wykonawczy. Włączenie i wyłączenie przekaźnika powtarza się tak długo, jak długo na wejściu regulatora istnieje uchyb regulacji (jak długo sygnał wejściowy regulatora jest różny od zera).

W ten sposób powstaje przedstawiony na fig. 2

przebieg czasowy wielkości sprzężenia zwrotnego, którego skutkiem jest przedstawiony na fig. 3 szereg impulsów włączeń przekąźnika. Stan włączenia przekąźnika jest traktowany tu jako jego sygnał wyjściowy x_1 (przyjmującej wartości $+1, 0, -1$). Wartość średnia x_{im} tego sygnału zaznaczona jest na fig. 3 linią kreskową. Pierwszy impuls włączenia przekąźnika jest dłuższy niż pozostałe. Dlatego też charakterystyka skokowa przekąźnika (w sensie wartości średniej x_{im} jego sygnału wyjściowego) odpowiada charakterystyce członu PD (proporcjonalno-różniczkowego). Ponieważ silnik wykonawczy całkuje poszczególne impulsy, jego położenie y zmienia się jak na fig. 4. Charakterystyka skokowa regulatora jest zatem analogiczna do charakterystyki regulatora PI. Pierwszy krok regulatora odpowiada przy tym działaniu proporcjonalnemu P i równy jest stosunkowi sygnału wejściowego x_w do zakresu proporcjonalności regulatora x_p . Dalszy schodkowy przebieg sygnału y odpowiada w przybliżeniu działaniu całkującemu I z czasem zdwojenia T_I . Nastawianie zakresu proporcjonalności x_p i czasu zdwojenia T_I odbywa się za pomocą zmian stałej czasowej ładowania T_{re} , stałej czasowej rozładowania T_{ra} oraz wzmocnienia sprzężenia zwrotnego V_r .

Obowiązują przy tym następujące przybliżone równania dla transmitacji KG (j), zakresu proporcjonalności x_p i czasu zdwojenia T_I ogólnie znanego regulatora:

$$KG(j) \cong \frac{1}{x_p} \left(1 + \frac{1}{T_{Ij}} \right)$$

$$x_p \cong \frac{V_r T_h}{T_{re}}$$

$$T_I \cong T_{ra}$$

gdzie:

T_h — jest czasem przestawiania silnika wykonawczego.

Rys. 5 przedstawia schemat blokowy regulatora krokowego według wynalazku. Przekąźnik trójpołożeniowy P pracuje w układzie nie tylko ze znanym ujemnym inercyjnym sprzężeniem zwrotnym R_{r1} , lecz także według wynalazku z drugim, dodatnim inercyjnym sprzężeniem zwrotnym R_{r2} . Stała czasowa rozładowania T_{ra2} dodatniego sprzężenia zwrotnego jest przy tym mniejsza niż stała czasowa rozładowania T_{ra1} ujemnego sprzężenia. Stałe czasowe ładowania obu sprzężeń zwrotnych są jednakowe: $T_{re1} = T_{re2} = T_{re}$.

Współczynnik wzmocnienia V_{r2} dodatniego sprzężenia zwrotnego jest mniejszy od współczynnika wzmocnienia V_{r1} ujemnego sprzężenia, tak że wypadkowe działanie obu sprzężeń pozostaje ujemnym.

Zasada działania tego regulatora objaśniona zostanie na przykładzie jego charakterystyki skokowej.

Fig. 6, 7, 8 przedstawiają przebiegi czasowe sygnałów sprzężeń zwrotnych x_{r1} i x_{r2} , wypadkowego sygnału sprzężenia zwrotnego $x_{res} = x_{r1} - x_{r2}$, impulsów x_1 przekąźnika i sygnału wyjściowego y regulatora po skokowej zmianie sygnału wejściowego x_w regulatora.

Po skokowej zmianie sygnału wejściowego x_w przekąźnik włącza. Oba sygnały sprzężenia zwrot-

nego x_{r1} , x_{r2} narastają wykładniczo, według odpowiadających im współczynników wzmocnienia V_{r1} , V_{r2} z jednakowymi stałymi czasowymi ładowania z punktu wyjściowego O , patrz fig. 6. Na fig. tej przedstawiony jest poza tym przebieg wypadkowego sygnału sprzężenia zwrotnego x_{res} , utworzonego przez różnicę obu sygnałów sprzężeń zwrotnych. Sygnały sprzężeń zwrotnych narastają tak długo, dopóki (w punkcie a przebiegu wypadkowego sygnału sprzężenia zwrotnego) różnica $x_w - x_{res}$, sygnału wejściowego i wypadkowej wielkości sprzężenia zwrotnego nie zmniejszy się poniżej punktu zwalniania x_a przekąźnika, powodując jego zwolnienie. W tym momencie sygnały sprzężeń zwrotnych x_{r1} , x_{r2} osiągnęły swoje największe wartości w punktach b i c .

W ten sposób wytworzony pierwszy impuls x_1 włączenia przekąźnika, patrz fig. 7, jest dłuższy niż przy regulatorze krokowym PI o tym samym współczynniku wzmocnienia i stałej czasowej ładowania ujemnego sprzężenia zwrotnego, ponieważ w regulatorze według wynalazku działanie sygnału ujemnego sprzężenia zwrotnego x_{r1} jest osłabione przez oddziaływanie sygnału dodatniego sprzężenia zwrotnego x_{r2} .

Po pierwszym zwolnieniu przekąźnika oba te sygnały sprzężeń zwrotnych zmniejszają się wykładniczo (poczynając od punktów b i c). Ponieważ stała czasowa rozładowania dodatniego sprzężenia zwrotnego T_{ra2} jest mniejsza od stałej czasowej rozładowania ujemnego sprzężenia T_{ra1} , to, przy wystarczającym współczynniku wzmocnienia dodatniego sprzężenia zwrotnego V_{r2} , prędkość zmniejszania się sygnału tegoż sprzężenia (poczynając od punktu c) jest większa od prędkości zmniejszania się sygnału sprzężenia ujemnego (poczynając od punktu b). Dlatego też wypadkowy sygnał sprzężenia zwrotnego x_{res} narasta dalej i powoduje (w punkcie d swego przebiegu) zadziałanie przekąźnika w przeciwnym kierunku.

W tym momencie przekąźnik włącza na oba sprzężenia zwrotne sygnał x_1 o przeciwnym znaku, powodując ładowanie tych sprzężeń w przeciwnym do dotychczasowego kierunku. Poczynając od punktów e i f na przebiegach czasowych sygnałów sprzężeń zwrotnych x_{r1} , x_{r2} (odpowiadających punktowi d na przebiegu sygnału wypadkowego) sygnały sprzężeń zwrotnych zmniejszają się aż do momentu zwolnienia przekąźnika (punkt g przebiegu x_{res}). Następnie rozpoczyna się ponowne narastanie wypadkowego sygnału sprzężenia zwrotnego, wywołane różnicą stałych czasowych rozładowania ujemnego i dodatniego sprzężenia zwrotnego, dopóki przekąźnik znowu nie zadziała.

Włączanie i wyłączanie przekąźnika w ujemnym kierunku powtarza się tak długo, dopóki sygnał dodatniego sprzężenia zwrotnego, a co za tym idzie i jego prędkość zmniejszania się przy wyłączonym przekąźniku, nie staną się bardzo małe. Wtedy przy wyłączeniu przekąźnika wypadkowy sygnał sprzężenia zwrotnego zaczyna się zmniejszać, a nie narastać i przekąźnik wraca na pierwotny kierunek włączania (w punkcie h przebiegu wypadkowego sygnału sprzężenia). W wyniku wyżej opisanego działania sprzężeń zwrotnych sygnał wyjściowy

przekaznika x_1 jest szeregiem impulsów przedstawionym na fig. 7, którego kreskowaną linią oznaczona wartość średnia x_{im} ma przebieg zbliżony do charakterystyki skokowej członu PDD² (przez człon PDD² rozumiemy tu jest człon dynamiczny, wykazujący właściwości szeregowego połączenia członu różniczkującego D z członem proporcjonalno-różniczkowo-całkowym PID).

Impulsy x_1 są całkowane przez silnik wykonawczy, tak że charakterystyka skokowa regulatora ma postać przedstawioną na fig. 8. Charakterystyka ta odpowiada charakterystyce skokowej regulatora PID. Różni się ona od przedstawionej na fig. 4 charakterystyki ogólnie znanego regulatora zwiększonym pierwszym krokiem i następnym przejściowym opadaniem, które świadczą o działaniu różniczkującym D, występującym obok działania proporcjonalno-całkowego PI, pokazanego na fig. 4. Wartość pierwszego kroku regulatora odpowiada przy tym sumie działania proporcjonalnego i różniczkowego, tj. wartości:

$$\frac{x_w}{x_p} (1 + V_D)$$

gdzie:

V_D — jest współczynnikiem wzmocnienia różniczkowania (przez wzmocnienie różniczkowania rozumiana jest tu maksymalna wartość charakterystyki skokowej realnego członu D, jeśli amplituda skoku sygnału wejściowego tego członu wynosi jedność).

Uwzględniając występujące w regulatorze i w sprzężeniach zwrotnych nieliniowości, można wyprowadzić dla regulatora krokowego PID następujące przybliżone wzory dla transmitacji KG ($j\omega$), zakresu proporcjonalności x_p , czasu zdwojenia T_1 , czasu różniczkowania T_D oraz wzmocnienia różniczkowania V_D :

$$KG(j\omega) \cong \frac{1}{x_p} \left[1 + \frac{T_D j\omega}{V_D j\omega + 1} + \frac{1}{T_1 j\omega} \right]$$

$$x_p \cong \frac{T_h \cdot V_r 1}{T_{re}}$$

$$T_1 \cong T_{ra 1}$$

$$T_D \cong T_{ra 2} \cdot \frac{1}{1 - \frac{T_{ra 2}}{T_{ra 1}}} \cdot \frac{V_{ra 2}}{V_{ra 1}}$$

$$V_D \cong \frac{V_{r 2}}{V_{r 1} - V_{r 2}}$$

Jeśli się porówna wzory obowiązujące dla regulatora krokowego według wynalazku z podanymi wcześniej wzorami dla znanego regulatora krokowego PI, to okazuje się, że zakres proporcjonalności i czas zdwojenia pozostają praktycznie te same. To oznacza, że działanie różniczkowe D nie wpływa w pierwszym przybliżeniu na działanie P i I.

Osiągnięcie właściwości dynamicznych PDD² przekazywnika z zastosowaniem dodatniego inercyjnego sprzężenia zwrotnego obok sprzężenia ujemnego (a co za tym idzie, osiągnięcie właściwości dynamicznych PID całego regulatora krokowego wraz z całkującym silnikiem wykonawczym) jest teoretyczną nowością, opierającą się w głównej mierze na wykorzystaniu nieliniowości sprzężeń zwrotnych, a mianowicie różnic między stałymi czasowymi ła-

dowania i rozładowania tych sprzężeń. Normalnie bowiem przekazywnik z zastosowaniem liniowego dodatniego i ujemnego sprzężenia zwrotnego — a zatem sprzężeń, w których stałe czasowe ładowania i rozładowania są dla każdego sprzężenia z osobna jednakowe — ma samodzielnie właściwości dynamiczne PID, zaś wraz z całkującym silnikiem wykonawczym miałby właściwości PII² (przez właściwości PII² rozumie się tu właściwości szeregowego połączenia członu proporcjonalno-różniczkowo-całkowego PID oraz członu całkowego I). Wykorzystanie różnic między stałymi czasowymi ładowania i rozładowania sprzężeń zwrotnych jest zatem myślą przewodnią wynalazku.

Zalety regulatora krokowego PID według wynalazku są następujące:

Regulator krokowy PID zapewnia w ogólności lepszą jakość regulacji niż regulator krokowy PI, lepszą także niż regulator ciągły PI. Poza tem koszty produkcji regulatora krokowego PID są niższe niż koszty ciągłych regulatorów PI i PID, gdyż przy jego zastosowaniu silnik wykonawczy sterowany jest bezpośrednio przekazywnikiem trójpołożeniowym. Wobec regulatora krokowego PI ma on jeszcze ważną zaletę znacznie mniejszych częstotliwości łączenia przekazywnika, co oznacza dłuższy czas eksploatacji regulatora i znacznie większą pewność pracy.

Jeśli się mianowicie założy, że zarówno stałe czasowe ładowania, rozładowania, jak i współczynnik wzmocnienia ujemnego sprzężenia zwrotnego w znanym regulatorze krokowym PI oraz w regulatorze krokowym PID według wynalazku są sobie odpowiednio równe, oraz że przekazywnik ma w obu przypadkach jednakowe punkty zadziałania i zwalniania, to wtedy częstotliwość łączeń przekazywnika w regulatorze według wynalazku jest mniejsza niż w znanym regulatorze krokowym PI. Wynika to z właściwości regulatora według wynalazku, polegającej na zwiększonych czasach włączenia i wyłączenia przekazywnika, jako że ujemne sprzężenie zwrotne musi w tych odcinkach czasu pokonywać działanie sprzężenia dodatniego.

Na fig. 9 jest przedstawiony przykład technicznego wykonania regulatora według wynalazku z elektrycznymi obwodami RC w gałęziach sprzężeń zwrotnych. Regulator składa się z wzmacniacza $\bar{W}$, dwóch przekazywników P_1 i P_2 na wyjściu wzmacniacza, które zostająysterowane zależnie od znaku napięcia wejściowego wzmacniacza, dalej z silnika wykonawczego M i dwóch obwodów RC stanowiących sprzężenia zwrotne R_{f1} , R_{f2} , włączonych równolegle na wejście wzmacniacza. Jeśli napięcie wejściowe wzmacniacza jest dodatnie, działa przekazywnik P_1 i włącza swoim zestykiem K_1 silnik wykonawczy w jednym kierunku. Jednocześnie dalsze zestyki K_1 tego przekazywnika włączają na obwód R_{f1} napięcie ujemne, przeciwdziałające sygnałowi wejściowemu, zaś na obwód R_{f2} napięcie dodatnie, współdziałające z sygnałem wejściowym. Przy ujemnym napięciu wejściowym wzmacniacza działa przekazywnik P_2 , który włącza silnik wykonawczy $\bar{M}$ w przeciwnym kierunku, zaś na obwody sprzężeń zwrotnych podaje napięcia o odpowiednio zmienionych znakach. Amplitudy tych napięć odpowiadają współczynnikom wzmocnień V_{r1} i V_{r2} .

Stałe czasowe ładowania i rozładowania można nastawiać przy pomocy kondensatorów C_1 , C_2 oraz oporników ładowania i rozładowania R_{e1} , R_{e2} i R_{a1} , R_{a2} . Oporniki R_{s1} , R_{s2} służą do sumowania sygnałów sprzężeń zwrotnych.

Podczas gdy w opisanym wyżej przykładzie rozwiązania technicznego, wypadkowy sygnał sprzężenia zwrotnego utworzony jest przez różnicę prądów dostarczonych z obwodów sprzężeń zwrotnych, na fig. 10 podany jest przykład, w którym wypadkowy sygnał sprzężenia zwrotnego utworzony jest jako różnica dwóch napięć dostarczonych z obwodów sprzężeń. Oznaczenia elementów układu są analogiczne do oznaczeń w poprzednim przykładzie. Sygnały sprzężeń zwrotnych x_{r1} i x_{r2} są tu określone przez napięcia na kondensatorach C_1 i C_2 . Różnica tych sygnałów podana jest przez wspólny opornik R_s na wejście wzmacniacza.

Oba sprzężenia zwrotne można także wykonać w postaci pojedynczego, złożonego obwodu elektrycznego, który oddaje pożądane właściwości dynamiczne wypadkowego sygnału sprzężenia zwrotnego, nie wytwarzając sygnałów dodatniego i ujemnego sprzężenia zwrotnego w oddzielnych gałęziach.

Przykład takiego obwodu elektrycznego pokazany jest na fig. 11. Przez zestyki robocze przekaznika K_1 względnie K_2 podawane jest na kondensator C_1 pełne napięcie z dzielnika napięć zasilania, zaś na kondensator C_0 — tylko część tego napięcia. Kondensatory C_1 i C_0 ładują się poprzez swe oporniki ładowania R_{e1} i R_{e0} . Stałe czasowe ładowania obydwóch kondensatorów są jednakowe. Przy przyciągniętym przekazniku, poprzez opornik R_s podawane jest jako wielkość sprzężenia zwrotnego tylko napięcie na kondensatorze C_0 , gdyż napięcie na kondensatorze C_1 oddzielone jest przez otwarte zestyki spoczynkowe przekaznika K'_1 względnie K'_2 . Wartość napięcia ładowania kondensatora C_0 jest tak dobrana, że przebieg czasowy napięcia na tym kondensatorze odpowiada przedstawionemu na fig. 6 przebiegowi wypadkowego sygnału sprzężenia zwrotnego x_{res} . Przebieg napięcia na kondensatorze C_1 odpowiada natomiast — na skutek zastośowania wyższego napięcia ładowania — również przedstawionemu na fig. 6 przebiegowi sygnału ujemnego sprzężenia zwrotnego x_{r1} . Różnica napięć na kondensatorach C_1 i C_0 może być wobec tego traktowana jako sygnał dodatniego sprzężenia zwrotnego x_{r2} , o przebiegu również przedstawionym na fig. 6. Po zwolnieniu przekaznika, tzn. przy zamkniętych zestykach rozwiernie K'_1 i K'_2 , kondensatory C_1 i C_0 są połączone przez opornik R_{a2} . Jednocześnie do kondensatora C_1 dołączony zostaje opornik rozładowania R_{a1} , o oporności znacznie większej od oporności R_{a2} . Różnica napięć na kondensatorach C_0 i C_1 zmniejsza się stosunkowo szybko ze względu

na stosunkowo małą oporność opornika R_{a2} , co prowadzi do przejściowego zwiększenia się napięcia na kondensatorze C_0 . Oprócz tego oba kondensatory rozładowują się przez opornik R_{a1} . Przejściowe narastanie napięcia na kondensatorze C_0 odpowiada narastaniu wypadkowego sygnału sprzężenia zwrotnego x_{res} od punktu a według fig. 6 i wywołuje działanie różniczkujące D całego regulatora, jak to było już pokazane wyżej.

Pomiędzy zasadami działania przedstawionego na fig. 11 złożonego obwodu elektrycznego i obu wyżej opisanych przykładów wykonania układu wg. wynalazku istnieje daleko idąca analogia, gdyż jak było już wspomniane, napięcie na kondensatorze C_1 na fig. 11 może być traktowane jako sygnał ujemnego sprzężenia zwrotnego x_{r1} , napięcie na kondensatorze C_0 jako wypadkowy sygnał sprzężenia zwrotnego x_{res} , a różnica tych dwóch napięć jako sygnał dodatniego sprzężenia zwrotnego x_{r2} . Analogia istnieje także w związku z tym, że napięcie na kondensatorze C_1 zmniejsza się wolniej, podobnie do sygnału ujemnego sprzężenia zwrotnego x_{r1} , podczas gdy różnica napięć na kondensatorach C_1 i C_0 zmniejsza się szybciej, podobnie do sygnału dodatniego sprzężenia zwrotnego. Taki właśnie przebieg wielkości sprzężeń zwrotnych wywołuje właściwości dynamiczne PID regulatora krokowego, jak już zostało udowodnione przy opisie jego zasady działania.

Zastrzeżenia patentowe

1. Trójpołożeniowy regulator krokowy, w którym przekaznik trójpołożeniowy, pracujący w układzie z inercyjnym sprzężeniem zwrotnym, impulsowo włącza całkujący silnik wykonawczy, **znamienny tym**, że obok znanego inercyjnego ujemnego sprzężenia zwrotnego jest w nim zastosowane drugie, inercyjne, jednak dodatnie sprzężenie zwrotne.
2. Trójpołożeniowy regulator krokowy według zastrzeżenia 1, **znamienny tym**, że stała czasowa rozładowania w gałęzi dodatniego sprzężenia zwrotnego jest mniejsza od stałej czasowej rozładowania w gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego.
3. Trójpołożeniowy regulator krokowy według zastrzeżeń 1 i 2 **znamienny tym**, że oba sprzężenia zwrotne odtworzone są w jednym złożonym obwodzie elektrycznym, którego sygnał wyjściowy, będący sygnałem sprzężenia zwrotnego, utworzony jest po zwolnieniu przekaznika przez wzajemne przeciwdziałanie dwóch napięć, z których jedno ma większą prędkość zmniejszania się niż drugie.

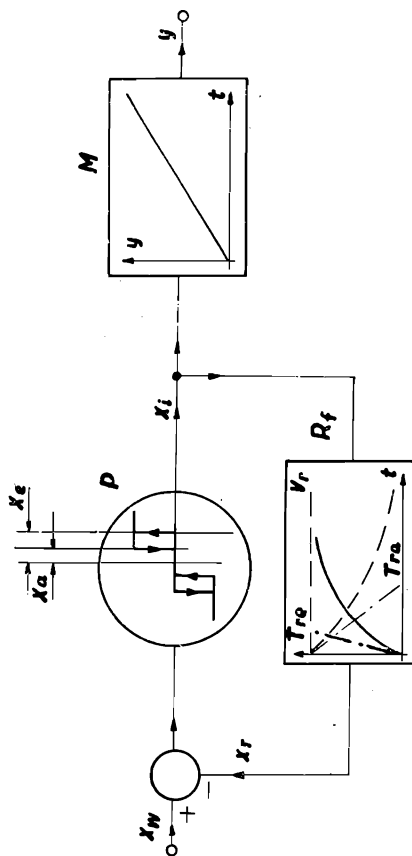


Fig. 1

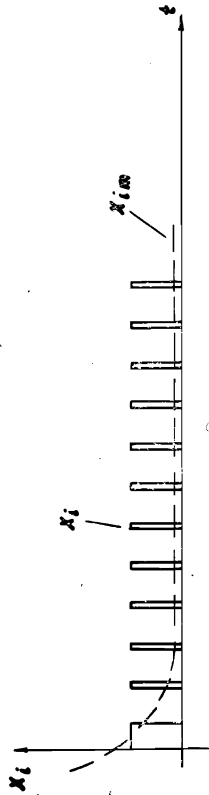


Fig. 3

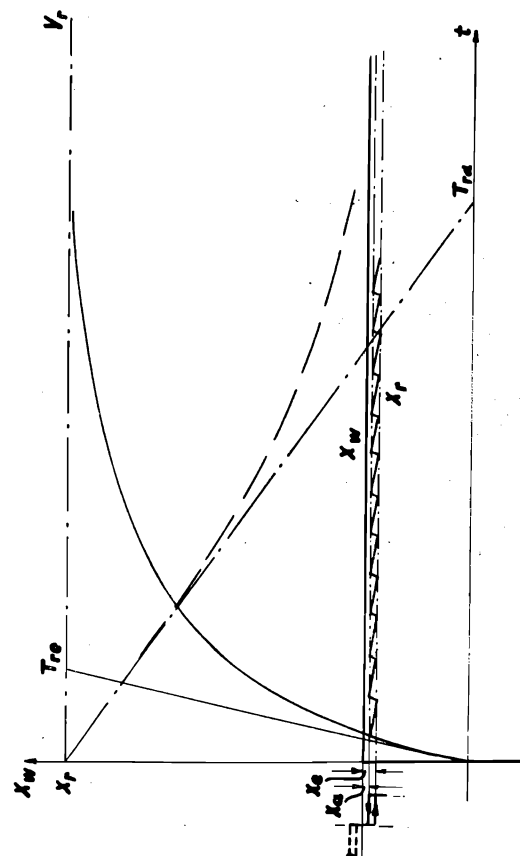


Fig. 2

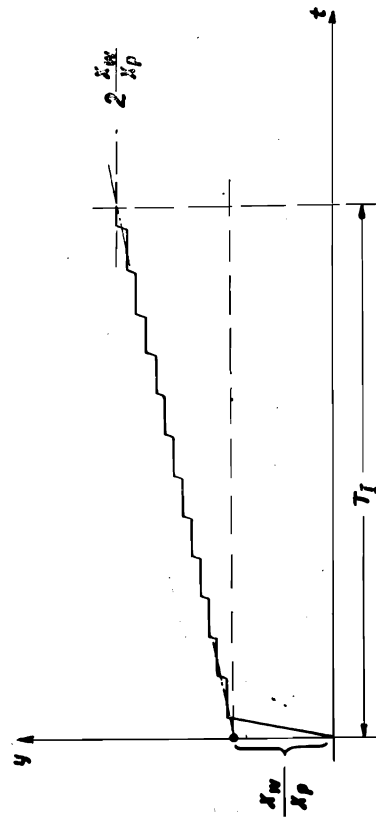


Fig. 4

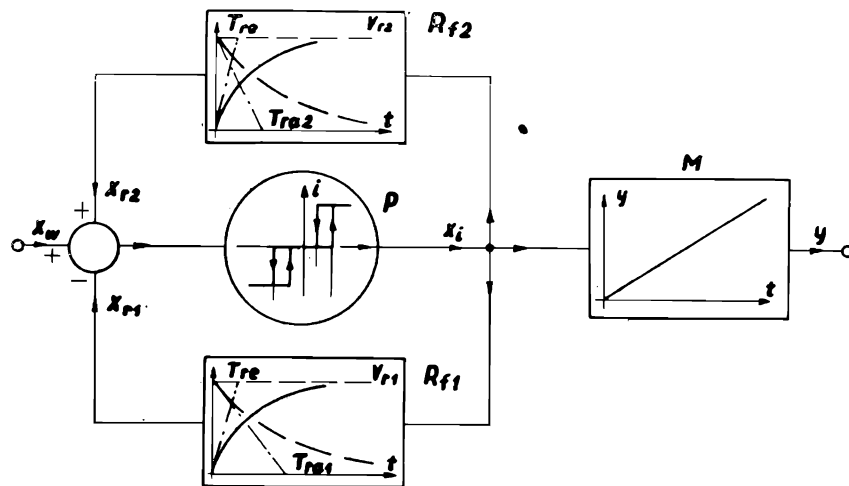


Fig. 5

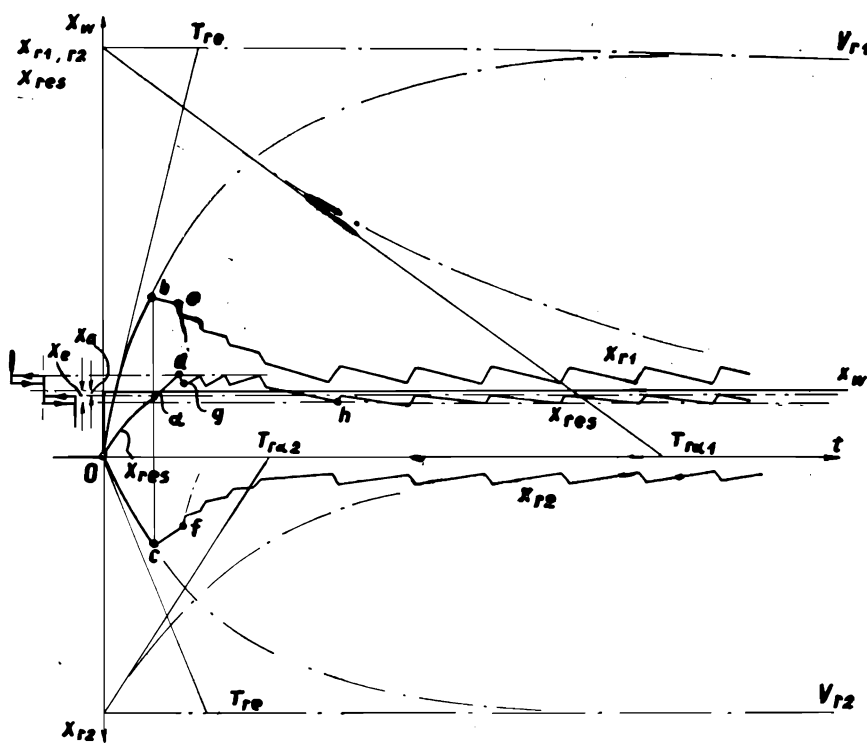


Fig. 6

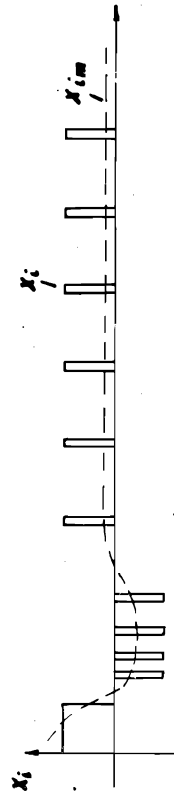


Fig. 7



Fig. 8

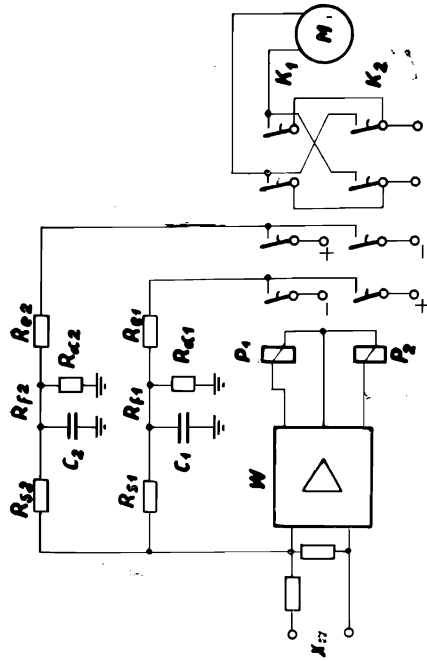


Fig. 9

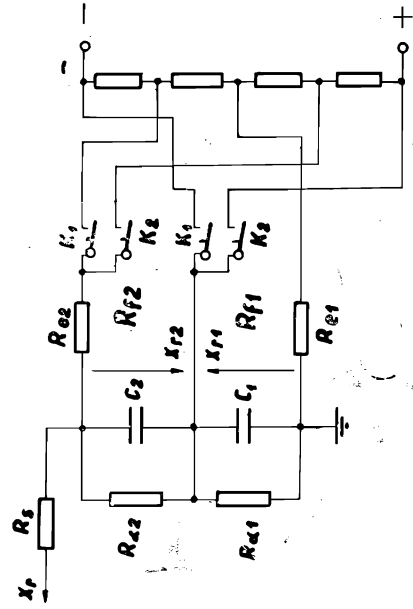


Fig. 10

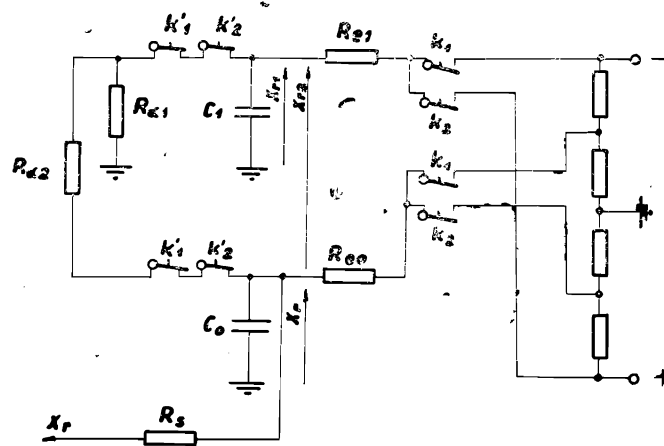


Fig. 11

Dokonano jednej poprawki



Zakłady Kartograficzne Wrocław, zam. 130-III-65, nakład 450 egz.

