

Urszula Sztwiertnia-Pociask

Instytut Automatyki Przemysłowej
i Pomiarów

**NORMALIZACJA BŁĘDÓW DYNAMICZNYCH PRZYRZĄDÓW
POMIAROWYCH**

Streszczenie. W pracy przeanalizowano problem ujednoczenia miar błędów statycznych i dynamicznych pomiaru. Przedstawiono metodę normalizacji błędów dynamicznych, która pozwala na pełne scharakteryzowanie własności przetwornika pomiarowego. Metodę tę przeanalizowano na przykładzie elementu inercyjnego I rzędu i elementu z rzeczywistym czasem opóźnienia dla typowych sygnałów wejściowych.

W technice pomiarowej prawidłowa ocena otrzymanego wyniku wymaga znajomości błędów spowodowanych własnościami przyrządu. Błędy statyczne charakteryzuje na ogół klasa niedokładności przyrządu. Natomiast dla określenia błędów dynamicznych w zależności od czasowego przebiegu sygnału wejściowego własności dynamicznych przyrządu oraz od układu, z którym współpracuje przyrząd stosuje się następujące miary:

- 1) dla sygnału wejściowego sinusoidalnego błąd amplitudy i fazy oraz częstotliwość graniczną [1]
- 2) błąd bezwzględny dynamiczny określony jako moc sygnału błędu [2][6][1]

$$\sigma^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [y(t) - x(t)]^2 dt$$

lub

$$\sigma^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [y(t) - k_1 \cdot x(t)]^2 dt$$

- 3) błąd względny dynamiczny α zdefiniowany jako stosunek mocy sygnału wejściowego [4] [5]

$$\alpha = \frac{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [y(t) - x(t)]^2 dt}{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt}$$

lub

$$\alpha^* = \frac{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [y(t) - y_0(t)]^2 dt}{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T k_0^2 x^2(t) dt}$$

gdzie

- $x(t)$ - sygnał wejściowy przetwornika,
- $y(t)$ - " wyjściowy przetwornika rzeczywistego,
- $y_0(t)$ - " wyjściowy przetwornika idealnego,
- k_0 - transmitancja idealnego przetwornika nie obciążonego błędami statycznymi,
- $k(t)$ - odpowiedź rzeczywistego przetwornika na sygnał wejściowy $x(t) = (t)$,
- $k_1 = \lim_{t \rightarrow \infty} kt$ - czułość idealnego przetwornika posiadającego takie same błędy statyczne jak przetwornik rzeczywisty.

Miara określająca błąd bezwzględny średniokwadratowy (wg p. 2) oraz błąd względny (p. 3) jest funkcją mocy sygnału błędu. Z tego względu błąd σ_d^2 stosuje się najczęściej do scharakteryzowania błędu pomiaru zmiennych losowych, których własności określa się za pomocą gęstości widmowej mocy. Błąd bezwzględny ε^2 (pkt 2) stosowany jest ponadto jako kryterium doboru elementów korekcyjnych przetworników dla wyeliminowania błędów dynamicznych. Stosowanie miary liniowej lub kwadratowej

błędu nie jest dotychczas ściśle uzasadnione. Decyduje o tym cel pomiarów. Istnieją przypadki, gdzie miarą błędu można uzasadnić czynnikami ekonomicznymi. W procesie przemysłowym często trzeba mierzyć określony parametr, którego odchyłki od zadanej wartości powodują określone straty ekonomiczne. Funkcja strat podająca zależność strat ekonomicznych od wartości tego parametru jednoznacznie wyznacza miarę błędu. Gdy funkcja strat jest parabolą, to najlepiej błędy pomiaru charakteryzuje błąd średniokwadratowy. Im większy błąd, tym większy jego udział (bo podniesiony do kwadratu) i tym większa strata. Procesem o zbliżonej do paraboli funkcji strat jest np. proces spalania, a mierzonym parametrem jest nadmiar powietrza.

Spośród trzech wymienionych definicji błędów dynamicznych najbardziej ścisłą jest definicja błędu średniokwadratowego σ_d^2 , gdyż nie kryje w sobie błędów statycznych. Dlatego tę definicję przyjęto w dalszej części pracy.

W praktyce w metrologii nie stosuje się bezpośredniego zestawienia i porównywania błędów dynamicznych i statycznych ze względu na ich różny sens fizyczny. W tej pracy przyjęto takie definicje błędów, które pozwolą na określenie własności statycznych i dynamicznych przyrządów oraz na ich wzajemne porównanie. Za miarę dokładności przyjęto błąd średniokwadratowy dynamiczny σ_d^2 (pkt 2) i statyczny:

$$\sigma_s^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (k_1 - k_0)^2 x^2(t) dt,$$

a ich stosunek oznaczono

$$\beta^2 = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_s^2}.$$

Po kilku przeksztalceniach i zastosowaniu twierdzenia Parsewala otrzymuje się:

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{\pi} (k_1 - k_0)^2 \int_0^{\infty} S_x(\omega) d\omega \quad (1)$$

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |K(j\omega) - k_1|^2 S_x(\omega) d\omega \quad (2)$$

gdzie

$k(j\omega) = k_1 G(j\omega)$ - charakterystyka częstotliwościowa rzeczywistego przetwornika,

$S_x(\omega)$ - gęstość widmowa sygnału wejściowego.

Przez odpowiednie definicje błędów statycznych i dynamicznych uzyskano jednorodną miarę tych błędów. Fizycznie reprezentują one sobą moc sygnału. Fakt ten może być wykorzystany, gdy uzasadni się celowość stosowania takiej miary. Jeżeli przyrząd obarczony jest błędem statycznym określonym wzorem (1) oraz błędem dynamicznym, to błąd sumaryczny σ_{Σ}^2 wynosi:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \frac{1}{\pi^2} \left[\int_0^{\infty} |k(j\omega) - k_1|^2 S_x(\omega) d\omega + \int_0^{\infty} |k_1 - k_0|^2 S_x(\omega) d\omega \right]$$

Podstawową własnością przyrządu jest klasa niedokładności. Istnieją tendencje by inne błędy, np. błędy dodatkowe, były określone krotnością błędu wyrażonego przez klasę niedokładności. Poniżej przedstawiono próbę podobnego wyrażenia błędów dynamicznych. Jeżeli przyjmie się, że do pomiaru danej wielkości dopuszcza się przyrząd o klasie niedokładności

δ 100%, a błąd dynamiczny nie może przekraczać β krotności błędu statycznego, to na tej podstawie przy znanej gęstości widmowej mocy tej wielkości można będzie dobrać odpowiedni przyrząd spełniający to wymaganie. I tak dla przyrządu będącego elementem inercyjnym I rzędu dobiera się stałą czasową, a dla elementu z rzeczywistym czasem opóźnienia czas martwy itd. Idea ta jest zgodna z doбором przyrządu do pomiaru i postawione jest ogólne wymaganie - błąd całkowity; należy dobrać

taki przyrząd, by podzielił błąd na składniki, błąd statyczny i błąd dynamiczny, zapewnił najmniejszy koszt przyrządu i spełniał ogólne wymagania o błędzie całkowitym. Tak postawione zagadnienie będzie rozwiązane dla najprostszych przypadków, by nabrać przekonania, że przedstawiona idea ma sens i jest racjonalna, że może znaleźć zastosowanie praktyczne.

Pierwszym uproszczeniem zagadnienia jest założenie, że w błędzie statycznym przyrządu dominuje błąd czułości. Wówczas można napisać

$$\delta = \left| \frac{k_1 - k_0}{k_0} \right|$$

gdzie $\delta \cdot 100\%$ jest klasą niedokładności.

Z zależności (1) i (2) wynika, że błędy średniokwadratowy i dynamiczny oraz ich stosunek β^2 mogą być powiązane przez klasę przyrządu. Dla stosowanych klas przyrządów wartość $\delta \cdot 100\%$ nie przekracza 10%. Praktycznie będą więc miały tylko te wartości σ_s^2 i σ_d^2 , dla których δ jest zawarte w przedziale

$$0 \leq \delta \leq 0,1$$

i do tego zakresu zmian będą ograniczone dalsze rozważania. Można również stwierdzić, że błąd średniokwadratowy statyczny i dynamiczny oraz ich stosunek β^2 będą zawsze taką samą funkcją klasy przyrządu niezależnie od rodzaju sygnału wejściowego i od transmitancji przetwornika:

$$\beta^2 = \frac{(\delta + 1)^2}{\delta^2} \cdot |\varphi| \cong \frac{1}{\delta^2} \cdot |\varphi| \quad (3)$$

gdzie współczynnik jest funkcją wielkości charakteryzujących własności przetwornika oraz sygnał wejściowy. Wartość stosunku β^2 maleje wraz ze zwiększeniem δ .

Dla

$$\vartheta < \frac{\delta^2}{(1 + \delta)^2}$$

błąd średniokwadratowy dynamiczny jest mniejszy od statycznego.

Statyczny i dynamiczny błąd pomiaru przy użyciu przetwornika inercyjnego I rzędu oraz przetwornika z rzeczywistym czasem opóźnienia

Niech wielkością charakteryzującą dany przetwornik będzie nie transmitancja, a różnica $F(j\omega)$ pomiędzy charakterystyką częstotliwościową rzeczywistego elementu a czułością tego elementu

$$F(j\omega) = K(j\omega) - K_1.$$

Dla przyrządu inercyjnego I rzędu będzie ona miała postać:

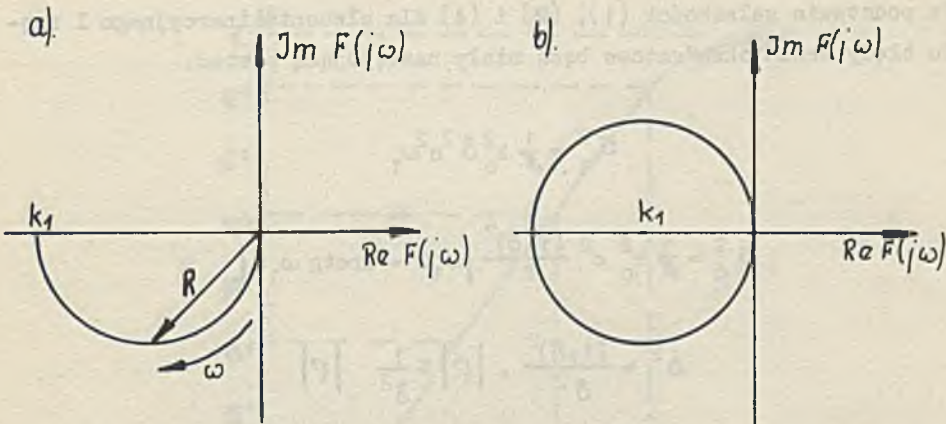
$$F(j\omega) = \frac{k_1}{1 + j\omega T} - k_1,$$

a dla elementu z rzeczywistym czasem opóźnienia^{x)}

$$F(j\omega) = k_1 e^{-j\omega T} - k_1.$$

Występowanie rzeczywistego czasu opóźnienia w przetworniku pomiarowym nie zawsze ma istotne znaczenie dla mierzącego. Istnieją jednak przypadki, gdy rzeczywisty czas opóźnienia jest ujemną cechą przetwornika pomiarowego. Ma to miejsce np. w układach regulacji automatycznej, gdzie celem przyrządu jest śledzenie wartości chwilowych.

^{x)} Przypadek istotny dla układu regulacji automatycznej.



Rys. 1. Charakterystyka $F(j\omega)$ na płaszczyźnie zespolonej

a) element inercyjny I rzędu, b) element z rzeczywistym czasem opóźnienia

Dla elementu inercyjnego I rzędu funkcja:

$$F(j\omega)^2 = \frac{k_1^2 \omega^2 T^2}{1 + \omega^2 T^2} \quad (4)$$

dla stanu ustalonego jest równa zero, natomiast gdy pulsacja $\omega = \infty$ wartość jej zależy tylko od kwadratu wzmocnienia rzeczywistego przetwornika.

W wypadku elementu z rzeczywistym czasem opóźnienia funkcja

$$F(j\omega)^2 = 2 k_1^2 (1 - \cos \omega T_m) \quad (5)$$

jest funkcją okresową o okresie $2\pi/T_m$. Minimalna jej wartość jest równa zero, a maksymalna $4 k_1^2$.

a) Sygnał wejściowy o gęstości widmowej

$$S_x(\omega) = \begin{cases} c^2 & \text{dla } 0 < \omega \leq \omega_1 \\ 0 & \text{dla } \omega > \omega_1 \end{cases}$$

Na podstawie zależności (1), (2) i (4) dla elementu inercyjnego I rzędu błędy średniokwadratowe będą miały następującą postać:

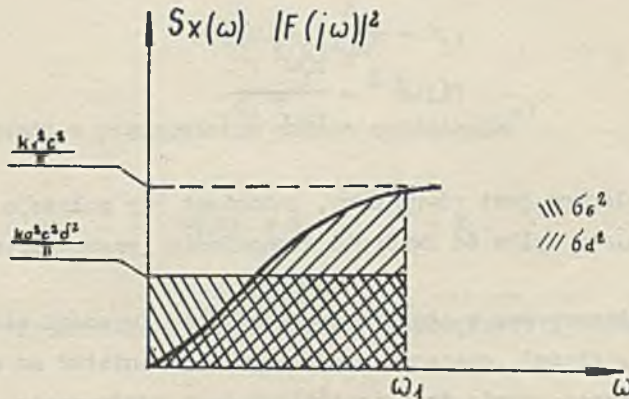
$$\sigma_s^2 = \frac{1}{\beta} k_o^2 \delta^2 c^2 \omega_1$$

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{\beta} k_o^2 c^2 \frac{(1+\delta)^2}{T} |\omega_1 T - \arctg \omega_1 T|$$

$$\beta^2 = \frac{(1+\delta)^2}{\delta^2} \cdot |\varphi| \cong \frac{1}{\delta^2} |\varphi|$$

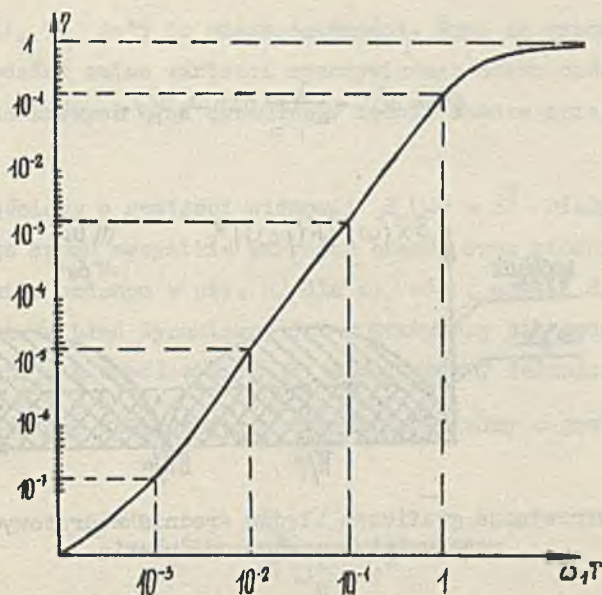
przy czym

$$\varphi = 1 - \frac{1}{\omega_1 T} \arctg \omega_1 T.$$



Rys. 2. Interpretacja graficzna błędów średniokwadratowych elementu inercyjnego I rzędu

Wraz ze zmniejszeniem wartości ω_1 maleje błąd średniokwadratowy statyczny i dynamiczny, przy czym gradient tych zmian jest większy w przypadku błędu dynamicznego, co wynika bezpośrednio z ich definicji, ponieważ dla stanu ustalonego σ_d^2 jest równy zero, a σ_s^2 jest różny od zera. Dla dostatecznie małej wartości pulsacji ω_1 i stałej czasowej

Rys. 3. Charakterystyka $\eta = \eta(\omega_1 T)$

przyrządu przy określonej wartości δ błąd dynamiczny jest mniejszy od błędu statycznego. Zakres zmian iloczynu częstotliwości sygnału wejściowego i wartości T , w którym spełniony jest warunek $\beta < 1$ powiększa się wraz ze wzrostem δ .

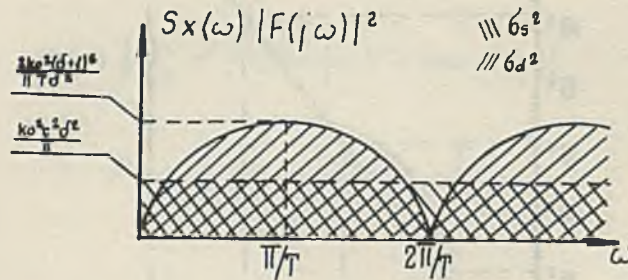
Błąd średniokwadratowy statyczny dla przyrządu z rzeczywistym czasem opóźnienia ma taką samą postać jak σ_s^2 elementu inercyjnego I rzędu. Natomiast błąd dynamiczny oraz stosunek β^2 (na podstawie zależności (2) i (5)) mają wartość:

$$\sigma^2 = \frac{2c^2 k_o^2 (\delta+1)^2}{\pi T_m} \left[\omega_1 T_m - \sin \omega_1 T_m \right]$$

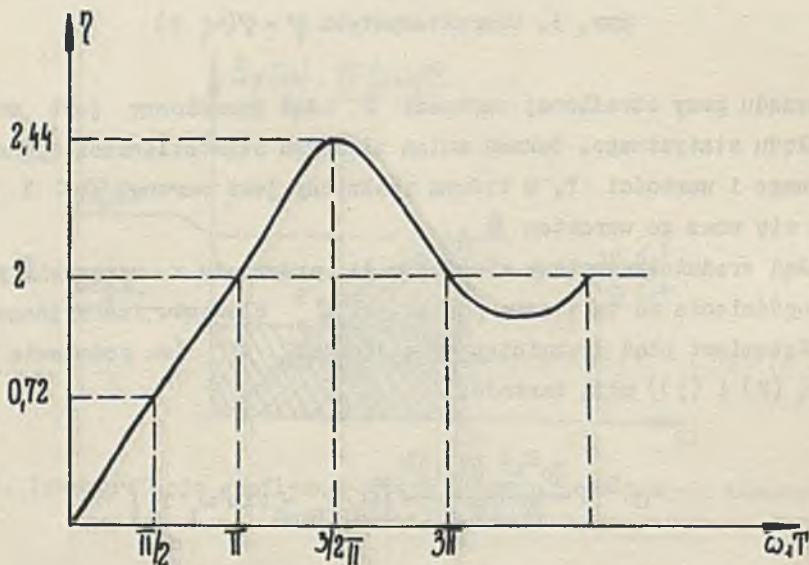
$$\beta^2 = \frac{(1+\delta)^2}{\delta^2} \cdot |\eta| \cong \frac{1}{\delta^2} \cdot |\eta|$$

gdzie

$$\varphi = 2 \left(2 - \frac{1}{\omega_1 T_m} \sin \omega_1 T_m \right).$$



Rys. 4. Interpretacja graficzna błędów średniokwadratowych elementu z rzeczywistym czasem opóźnienia



Rys. 5. Charakterystyka $\varphi = \varphi(\omega_1 T)$

Błąd dynamiczny średniokwadratowy jest równy powierzchni ograniczonej funkcją okresową o okresie $2\pi/T_m$. Funkcja $\beta^2 = \beta^2(\omega_1)$ dla $\delta = \text{const}$ (rys. 5) jest funkcją zbliżającą się periodycznie do wartości $\frac{2(\delta+1)^2}{\delta^2}$

gdy iloczyn $\omega_1 T_m$ dąży do nieskończoności. Wraz ze wzrostem powiększa się przedział zmian wartości rzeczywistego czasu opóźnienia i pulsacji ω_1 , dla których błąd dynamiczny będzie zawsze mniejszy od statycznego.

b) Sygnał wejściowy o gęstości widmowej $S_x(\omega) = c^2$ biały szum.

Dla białego szumu wszystkie wartości błędów oraz stosunku β^2 będą równe wartościom podanym w pkt. a) dla $\omega_1 = \infty$, czyli dla obydwu typów przetworników błąd dynamiczny jak i statyczny nie będą miały wartości skończonej, a współczynnik η będzie równy jedności.

c) Sygnał wejściowy stochastyczny nieróżniczkowalny o gęstości widmowej [5]

$$S_x(\omega) = \frac{D_x}{\pi} \frac{1}{\omega_0^2 + \omega^2}.$$

Poszczególne wielkości występujące w wyrażeniu określającym gęstość widmową reprezentują sobą:

D_x - dyspersja,

ω_0 - pulsacja sygnału o najwyższej częstotliwości i jeszcze znaczącej amplitudzie.

Zarówno w przypadku elementu inercyjnego I rzędu, jak i elementu z rzeczywistym czasem opóźnienia dla takiego charakteru sygnału wejściowego błąd statyczny średniokwadratowy na podstawie równania (3) będzie miał postać:

$$\sigma_s^2 = \frac{D_x}{2\pi\omega_0} k_0^2 \delta^2.$$

Natomiast błąd dynamiczny średniokwadratowy oraz stosunek β^2 będą kolejno równe:

dla elementu inercyjnego I rzędu:

$$\sigma^2 = \frac{D}{2\pi} k_o^2 (1+\delta)^2 \frac{\omega_o^T}{T\omega_o+1} = \frac{f(1+\delta)^2}{2} \cdot \frac{\omega_o^T}{T\omega_o+1}$$

$$\rho^2 = \frac{(1+\delta)^2}{\delta^2} |\varphi| \cong \frac{1}{\delta^2} \cdot |\varphi|$$

gdzie

$$\varphi = \frac{T\omega_o}{T\omega_o+1}$$

$$f = \frac{D k_o^2}{\pi}$$

dla elementu z rzeczywistym czasem opóźnienia:

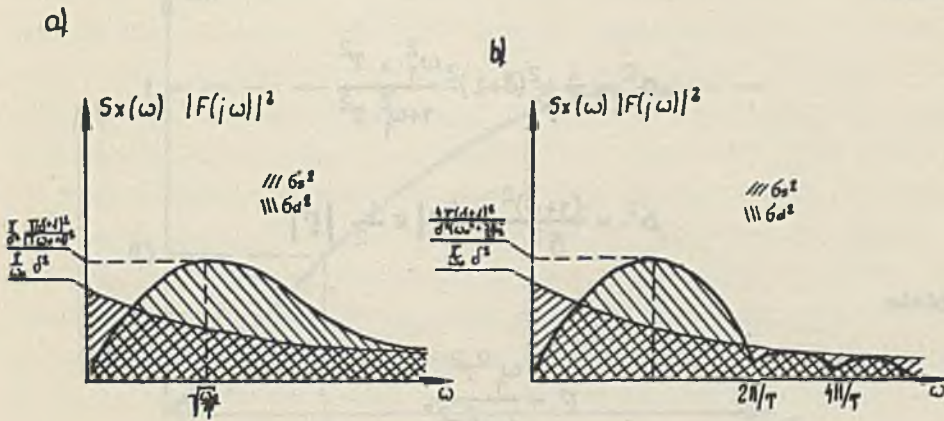
$$\sigma^2 = \frac{D k_o^2 (\delta+1)^2}{\pi \omega_o} (1-e^{-T_m \omega_o}) = \frac{f (\delta+1)^2}{\omega_o} (1-e^{-T_m \omega_o})$$

$$\rho^2 = \frac{(1+\delta)^2}{\delta^2} \cdot |\varphi| \cong \frac{1}{\delta^2} |\varphi|$$

gdzie

$$\varphi = 2(1-e^{-T_m \omega_o}).$$

Dla tego typu sygnału wejściowego w wypadku elementu inercyjnego I rzędu zakres zmian klasy przyrządu, w którym błąd dynamiczny jest mniejszy od statycznego, maleje ze wzrostem stałej czasowej przetwornika i pulsacji. Dla przetwornika z rzeczywistym czasem opóźnienia ze względu na okresowy charakter funkcji $[F(j\omega)]^2$ (5) błąd dynamiczny jest równy powierzchni ograniczonej również przez funkcję okresową (rys. 6). W tym



Rys. 6. Interpretacja graficzna błędów średniokwadratowych

a) element inercyjny I rzędu, b) element z rzeczywistym czasem opóźnienia

wypadku współczynnik η jest zawsze wielkością dodatnią nie większą od jedności, której wartość rośnie ze wzrostem czasu opóźnienia lub pulsacji ω_0 .

c) Sygnał wejściowy sinusoidalny

Gęstość widmowa sygnału sinusoidalnego jest następująca:

$$S_x(\omega) = A\delta(\omega - \omega_1),$$

gdzie

A - amplituda sygnału,

ω_1 - pulsacja sygnału wejściowego.

Błąd statyczny średniokwadratowy dla obydwu omawianych przetworników jest niezależny od pulsacji

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{\pi} A^2 k_0^2 \delta^2.$$

Dla elementu inercyjnego I rzędu błąd σ_d^2 oraz stosunek β^2 mają postać:

$$\sigma_d^2 = \frac{A}{K} k_o^2 (\delta+1)^2 \frac{\omega_1^2 \cdot T^2}{1+\omega_1^2 T^2}$$

$$\beta^2 = \frac{(1+\delta)^2}{\delta^2} \cdot |\varphi| \approx \frac{1}{2} |\varphi|$$

gdzie

$$\varphi = \frac{\omega_1^2 T^2}{1+\omega_1^2 T^2},$$

a dla elementu z rzeczywistym czasem opóźnienia:

$$\sigma_d^2 = \frac{A}{K} k_o^2 2 (1-\cos \omega_1 T_m) (\delta+1)^2$$

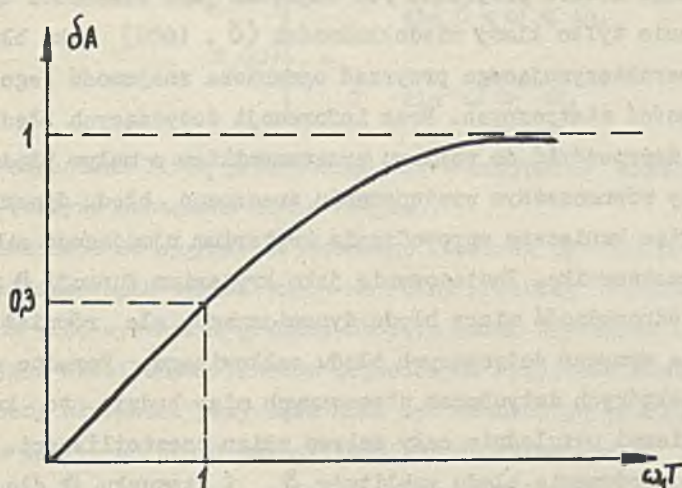
$$\beta^2 = \frac{(1+\delta^2)^2}{\delta^2} |\varphi| \approx \frac{1}{\delta^2} |\varphi|$$

gdzie

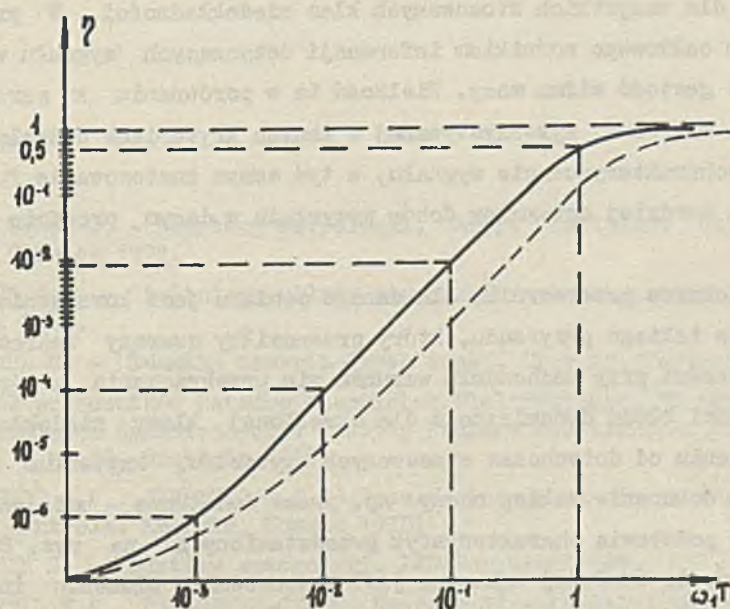
$$\varphi = 2 (1-\cos \omega_1 T_m).$$

Jak wynika z podanych powyżej równań, stosunek błędu dynamicznego do statycznego ma taką samą postać dla obydwu przetworników jak dla poprzednio omawianych sygnałów.

Do określenia własności dynamicznych przetwornika stosuje się obecnie miarę błędów o różnym sensie fizycznym. O wyborze danego kryterium decyduje najczęściej rodzaj zmierzonego sygnału oraz układ, z którym współpracuje przyrząd. I tak np. dla sygnału sinusoidalnego stosuje się błąd amplitudy i fazy [1]. Ta niejednorodność miar uniemożliwia porównanie błędów dynamicznych występujących przy pomiarach różnych wielkości tym samym przetwornikiem. Pociąga to za sobą utrudnienie możliwo-



Rys. 7. Charakterystyka błędu amplitudy $\delta_1 = \delta_1(\omega_1 T)$ elementu inercyjnego I rzędu



Rys. 8. Charakterystyka $\eta = \eta(\omega_1 T)$ elementu inercyjnego I rzędu dla sygnału $x(t) = A \sin \omega_1 t$

ści optymalnego doboru przyrządu pod względem jego własności dynamicznych. Podawanie tylko klasy niedokładności ($\delta \cdot 100\%$) jako błędu podstawowego charakteryzującego przyrząd ogranicza znajomość jego własności do własności statycznych. Brak informacji dotyczących błędu całkowitego może doprowadzić do pomiaru przetwornikiem o małym błędzie statycznym, przy równoczesnym występowaniu znacznego błędu dynamicznego. Wydaje się więc konieczne wprowadzenie kryterium ujmującego całokształt własności przetwornika. Zastosowanie jako kryterium funkcji β nie tylko zapewni jednorodność miary błędu dynamicznego, ale również pozwoli na spełnienie wymagań dotyczących błędu całkowitego. Ponadto w odróżnieniu od niektórych dotychczas stosowanych miar będzie to kryterium całkowite, ponieważ uwzględnia cały zakres zmian częstotliwości.

Dokonyując porównania błędu amplitudy δ_A i stosunku β dla elementu inercyjnego I rzędu (rys. 7 i 8) można stwierdzić, że dla wartości $\omega_1 T = 1$, której odpowiada graniczna wartość błędu amplitudy ($\delta_A \cong 0,3$) wartość błędu dynamicznego przewyższa wielokrotnie wartość błędu statycznego dla wszystkich stosowanych klas niedokładności. W przypadku kryterium całkowitego nośnikiem informacji dotyczących sygnału wejściowego jest gęstość widma mocy. Wielkość ta w porównaniu z parametrami wielkości mierzonej wykorzystywanej w innych kryteriach pozwala na pełniejsze scharakteryzowanie sygnału, a tym samym zastosowanie funkcji β umożliwi bardziej optymalny dobór przyrządu w danym procesie pomiarowym.

Przy doborze przetwornika dla danego pomiaru jest korzystniejsze zastosowanie takiego przyrządu, który przenosiłby szerszy zakres zmian częstotliwości przy zachowaniu warunku nie przekraczania z góry zadanej wartości błędu dynamicznego dla określonej klasy niedokładności. W odróżnieniu od dotychczas stosowanych kryteriów, kryterium całkowite umożliwia dokonanie takiej oceny np. przez dodatkowe ustalenie, że $\beta \leq 1$. Na podstawie charakterystyk przedstawionych na rys. 8 można stwierdzić, że bardziej wskazane jest zastosowanie elementu inercyjnego I rzędu w przypadku sygnału wejściowego o gęstości widmowej określonej równaniem

$$s_x(\omega) \left. \vphantom{s_x(\omega)} \right\} = \begin{cases} c^2 & \text{dla } 0 < \omega \leq \omega_1 \\ 0 & \text{dla } \omega > \omega_1 \end{cases}$$

(krzywa oznaczona linią przerywaną) niż w przypadku sygnału sinusoidalnego (krzywa oznaczona linią ciągłą).

W zależności od sygnału wejściowego stosunek β dla przetwornika o danych własnościach dynamicznych ma różny przebieg w funkcji pulsacji ω . Można więc wyznaczyć granice obszaru zmian kryterium całkowego odpowiadające określonym sygnałom wejściowym. Przyjęcie funkcji β jako miary oceny własności przyrządu może być również po sporządzeniu odpowiednich tablic podstawą normalizacji błędu dynamicznego i statycznego. Normalizacja ta będzie opierała się na możliwości doboru transmitancji przy założeniu klasy niedokładności dopuszczalnej dla pomiaru danej wielkości o znanej gęstości widmowej mocy tak, by błąd dynamiczny nie przekraczał krotności błędu statycznego.

LITERATURA

1. PIOTROWSKI J. - Podstawy metrologii. Skrypt Uczelniany Pol. 41., nr 293, Gliwice 1971.
2. GIBSON J.E. - Nieliniowe układy sterowania automatycznego. WIT Warszawa 1968.
3. WOSCHNI E. - Dynamika izmeritelnych cepej. Energia, Moskwa 1969.
4. Zespół pracowników Katedry Miernictwa Elektrycznego. "Wstęp do teorii pomiarów dynamicznych". Zeszyty Naukowe Politechniki Szczecińskiej - nr 48, Szczecin 1963.
5. SZENEBROT J.M., GINSBURG N.G. - Raschet tocznosti sistem analiziruwannogo kontrola. Energia, Moskwa 1970.
6. WĘGRZYŃ S. - Podstawy automatyki. PWN Warszawa 1963.
7. DOBRYNIN E.M., PAN-CZŻUM-CZŻEN. Woprosy dinamiczeskoj tocznosti pri borow awtomaticheskawo kontrolja rozmerow. GINTUM, Moskwa 1963.
8. WOSCHNI E.G. - Dynamika pomiaru zwiazannaj z teorią systemów i teorią informacji. Messen-Steueru-Regeln, Berlin 3/1969.

9. Van der GRINTEN PMEM Control Effects of Instruments Accuracy and Measuring Speed - ISA Journal 1965/12, 1966/13.
10. HOFMANN D. - Analiza błędów liniowych systemów pomiarowych. Messen - Steuern Regeln, Berlin 8/1969.
11. SKOCZOWSKI S., WYSOCKI Z., ŻUCHOWSKI A. - Nowe problemy teorii pomiarów dynamicznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Szczecińskiej, nr 60, Szczecin 1970.

НОРМАЛИЗАЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Р е з ю м е

В статье проведено анализ возможностей создания единых мер динамических и статических погрешностей измерения. Представлено метод нормализации полностью характеризовать динамических свойства измерительного преобразователя. Анализ метода проведено на примере инерционного звена а также на примере запаздывающего звена для типичных входных сигналов.

THE STANDARDISATION OF DYNAMIC ERRORS
IN MEASURING INSTRUMENTS

S u m m a r y

An analysis about value-unification of static and dynamic measuring-errors has been made. A method of standardisation of dynamic errors was presented, which enables making a full characteristic of measuring-converter, the analysis of the method was applied to an unit with a first range inertia compared to a unit with a really delay-time for typical input signals.