

DOBÓR PARAMETRÓW NARZĘDZI POMIAROWYCH W BADANIACH MATERIAŁÓW METODĄ ZMODYFIKOWANEGO PRĘTA HOPKINSONA

ZDZISŁAW K A C Z M A R E K (KIELCE)

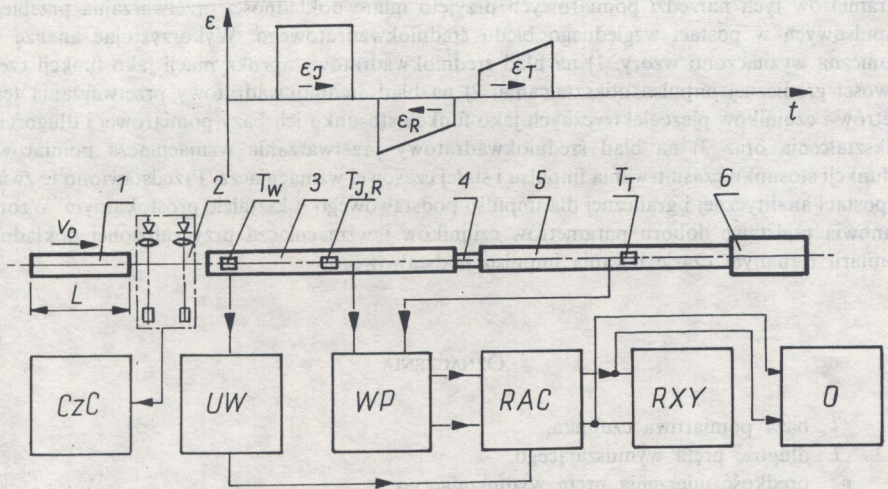
W pracy podano sposób doboru parametrów czujników tensometrycznych i piezoelektrycznych oraz wzmacniacza pomiarowego do urządzenia pręta Hopkinsona. Jako kryterium doboru parametrów tych narzędzi pomiarowych przyjęto miarę dokładności przetwarzania przebiegów impulsowych w postaci względnego błędu średniokwadratowego. Wykorzystując analizę harmoniczną wyznaczono wzory: 1) na błąd średniokwadratowy aproksymacji jako funkcji częstotliwości granicznej impulsu odkształcania, 2) na błąd średniokwadratowy przetwarzania tensometrów i czujników piezoelektrycznych jako funkcji stosunku ich bazy pomiarowej i długości fali odkształcania oraz 3) na błąd średniokwadratowy przetwarzania wzmacniacza pomiarowego w funkcji stosunku czasu trwania impulsu i stałej czasowej wzmacniacza. Przedstawiono te związki w postaci analitycznej i graficznej dla impulsu podstawowego o kształcie prostokątnym. Wzory te stanowią podstawę doboru parametrów czujników i wzmacniacza przy założonej dokładności pomiaru i znanym czasie trwania impulsu podstawowego.

OZNACZENIA

- l baza pomiarowa czujnika,
- L długość pręta wymuszającego,
- v_0 prędkość uderzenia pręta wymuszającego,
- c prędkość propagacji fali sprężystej naprężenia w materiale,
- ε odkształcenie względne materiału, tensometru,
- $E(j\omega)$ prosta transformata Fouriera funkcji $\varepsilon(t)$,
- $E^*(j\omega)$ prosta transformata Fouriera funkcji $\varepsilon(t)$ sprzężona z $E(j\omega)$,
- k_t współczynnik czułości tensometru,
- k_p współczynnik czułości piezoelementu,
- K współczynnik wzmocnienia wzmacniacza,
- ΔR bezwzględna zmiana rezystancji tensometru powodowana odkształceniem tensometru,
- R rezystancja tensometru nieodkształconego,
- $q(x)$ ładunek elektryczny powstający na płycie piezoelektryka o grubości Δx ,
- d_{11} współczynnik piezoelektryczny,
- F przekrój poprzeczny piezokryształu,
- $k \cdot B(j\omega)$ transmitancja czujnika pomiarowego,
- $G(j\omega)$ transmitancja wzmacniacza pomiarowego,
- $Sax = \frac{\sin x}{x}$,
- S czułość czujnika pomiarowego [mV/%],
- Q ładunek elektryczny.

1. WPROWADZENIE

Jedną z najczęściej stosowanych metod badania materiałów przy dużych szybkościach deformacji jest metoda zmodyfikowanego pręta Hopkinsona. Zasada działania pręta Hopkinsona polega na określeniu dynamicznych odkształceń, naprężeń lub przemieszczeń na końcu pręta — na podstawie wartości tych wielkości w pewnej odległości od końca pręta. Wymuszenie powstałe na końcu pręta rozchodzi się w nim bez zniekształceń w postaci fali sprężystej z prędkością $c = (E/\rho)^{1/2}$. Różne odmiany konstrukcyjne pręta Hopkinsona umożliwiają wykonywanie pomiarów materiałów na ściskanie, rozciąganie i skręcanie [5 i 8].



Rys. 1. Zasada działania pręta Hopkinsona i schemat blokowy układu pomiarowego

Oznaczenia: 2 — czujnik prędkości, 6 — tłumik, T_W , $T_{J,R}$, T_T — tensometry, CzC — czasomierz cyfrowy, UW — układ wyzwalający, WP — wzmacniacz pomiarowy, RAC — rejestrator analogowo-cyfrowy, RXY — rejestrator X-Y, O — oscyloskop

Zmodyfikowany pręt Hopkinsona do badania materiałów na ściskanie składa się z następujących prętów: wymuszającego, transmitującego i odbierającego oraz odpowiednich urządzeń pomiarowych (rys. 1). Pręt wymuszający 1 o długości L napędzany jest sprężyną lub sprężonym powietrzem do wymaganej prędkości uderzenia v_0 . Przy uderzeniu pręta wymuszającego 1 w pręt transmitujący 3, w obu prętach powstają impulsy ściskające o stałej amplitudzie.

Czas trwania α impulsu ściskania w pręcie transmitującym jest równy podwójnemu czasowi przejścia fali sprężystej przez pręt wymuszający [5]:

$$(1.1) \quad \alpha = \frac{2L}{c},$$

natomiast amplituda impulsu odkształcenia ε_m przy jednakowych średnicach i tych samych materiałach prętów wymuszającego i transmitującego wynosi [5]

$$(1.2) \quad \varepsilon_m = \frac{v_0}{2c}.$$

Kiedy impuls ściskania, rozchodzący się wzdłuż pręta transmitującego osiąga próbkę 4, ze względu na różnicę impedancji mechanicznej i różnicę średnic pręta transmitującego i próbki, część impulsu zostaje odbita jako impuls rozciągający — ε_R , a część przechodzi przez próbkę i do pręta odbierającego 5 w postaci impulsu ε_T .

Pomiar i rejestracja impulsów deformacji ε_I , ε_R , ε_T i ich analiza umożliwia otrzymanie dynamicznych charakterystyk obciążenia materiału próbki. Z pomiarowego punktu widzenia w metodzie pręta Hopkinsona należy więc zrealizować pomiar 1 i rejestrację jednorazowych impulsów odkształcenia oraz pomiar prędkości uderzenia v_0 pręta wymuszającego.

Znajomość prędkości uderzenia pręta wymuszającego jest niezbędna dla dynamicznego wzorcowania urządzenia (wzór (1.2)).

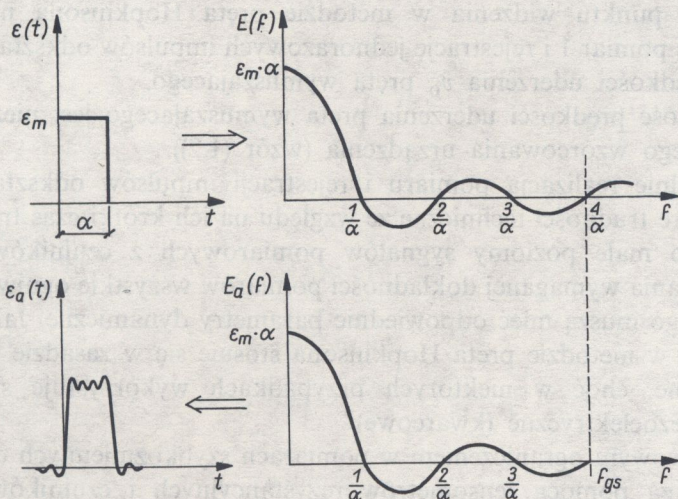
Szczególnie realizacja pomiaru i rejestracji impulsów odkształcenia nastręcza spore trudności techniczne ze względu na ich krótki czas trwania oraz stosunkowo małe poziomy sygnałów pomiarowych z czujników. Dla zagwarantowania wymaganej dokładności pomiarów wszystkie ogniwa łańcucha pomiarowego muszą mieć odpowiednie parametry dynamiczne. Jako czujniki pomiarowe w metodzie pręta Hopkinsona stosuje się w zasadzie tensometry rezystencyjne, choć w niektórych przypadkach wykorzystuje się również czujniki piezoelektryczne (kwarcowe).

Podstawowym ograniczeniem w pomiarach szybkozmiennych odkształceń (naprężeń) za pomocą tensometrów rezystancyjnych i czujników piezoelektrycznych jest ich skończona baza pomiarowa. Dokładność pomiaru odkształceń impulsowych za pomocą tensometrów rezystancyjnych przeanalizowano w pracach [2, 6 i 7]. Również w pracach [2 i 7] podano pewne uwagi dotyczące wpływu parametrów wzmacniacza pomiarowego na wierność przetwarzania sygnałów impulsowych. Jako miarę dokładności przetwarzania przyjmowano w tych pracach wartość błędu amplitudowego.

W pracy tej jako kryterium do wyznaczania częstotliwości granicznej mierzonych odkształceń, doboru czujników pomiarowych i parametrów wzmacniacza przyjęto miarę dokładności przetwarzania w postaci wartości błędu średniokwadratowego.

2. WYZNACZANIE CZĘSTOTLIWOŚCI GRANICZNEJ ODKSZTAŁCEŃ IMPULSOWYCH POWSTAJĄCYCH W PRĘCIE HOPKINSONA

Impulsy odkształcenia (naprężenia) powstające pod wpływem uderzenia pręta wymuszającego w pręt transmitujący mają widma częstotliwości rozciągające się teoretycznie od częstotliwości zerowej do częstotliwości nieskończenie wielkich. Pewne ograniczenia widma częstotliwości tych impulsów, w zakresie wielkich częstotliwości, występują na skutek określonych własności materiałów prętów [5]. Ze względu na dokładność pomiaru badanych impulsów odkształcenia wystarczy uwzględnić skończoną szerokość widma tym większą, im mniejszy jest czas trwania impulsów. Tę skończoną szerokość widma wyznacza pulsacja graniczna sygnału ω_{gs} . Jako kryterium do wyznaczania pulsacji granicznej ω_{gs} , zapewniającej odtworzenie kształtu badanego impulsu, przyjmuje się wartość względnego błędu średniokwadratowego, z jakim badany impuls odkształcenia $\varepsilon(t)$ o nieograniczonym widmie aproksymuje impuls odkształcenia tego samego typu $\varepsilon_a(t)$ o widmie ograniczonym do pulsacji ω_{gs} (rys. 2).



Rys. 2. Aproksymacja impulsu prostokątnego o widmie nieskończonym ciągłą sumą nieskończenie małych składowych harmonicznich do częstotliwości granicznej f_{gr}

Dla jednorazowych impulsów względny błąd średniokwadratowy aproksymacji określa wzór

$$(2.1) \quad \delta_w^2 = \frac{\int_0^{\infty} [\varepsilon_a(t) - \varepsilon(t)]^2 dt}{\int_0^{\infty} \varepsilon^2(t) dt}$$

Na podstawie twierdzenia Plancherela oraz twierdzenia o mocy [1] wzór (2.1) można napisać w postaci

$$\begin{aligned}
 \delta_w^2 &= 1 + \frac{\int_0^{\infty} \varepsilon_a(t) dt - 2 \int_0^{\infty} \varepsilon(t) \varepsilon_a(t) dt}{\int_0^{\infty} \varepsilon(t) dt} = \\
 (2.2) \quad &= 1 + \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_{gs}} |E(j\omega)|^2 d\omega - \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} E(j\omega) E_a^*(j\omega) d\omega}{\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |E(j\omega)|^2 d\omega}
 \end{aligned}$$

Dla funkcji rzeczywistych $\varepsilon(t)$ jest $E^*(j\omega) = E(-j\omega)$, możemy więc napisać

$$(2.3) \quad \delta_w^2 = 1 - \frac{\int_0^{\omega_{gs}} |E(j\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |E(j\omega)|^2 d\omega} = 1 - \frac{\int_0^{\omega_{gs}} |E(j\omega)|^2 d\omega}{\pi \int_0^{\infty} \varepsilon^2(t) dt}$$

Dla wiernego odtworzenia kształtu impulsu największa wartość częstotliwości granicznej przy założonej dokładności odtwarzania spośród różnych kształtów impulsów wymagana jest dla impulsu prostokątnego [3]. Impuls ściskania ε_I powstały w wyniku uderzenia pręta wymuszającego w pręt transmitujący ma kształt prostokąta i jego częstotliwość graniczna będzie decydować o doborze narzędzi pomiarowych.

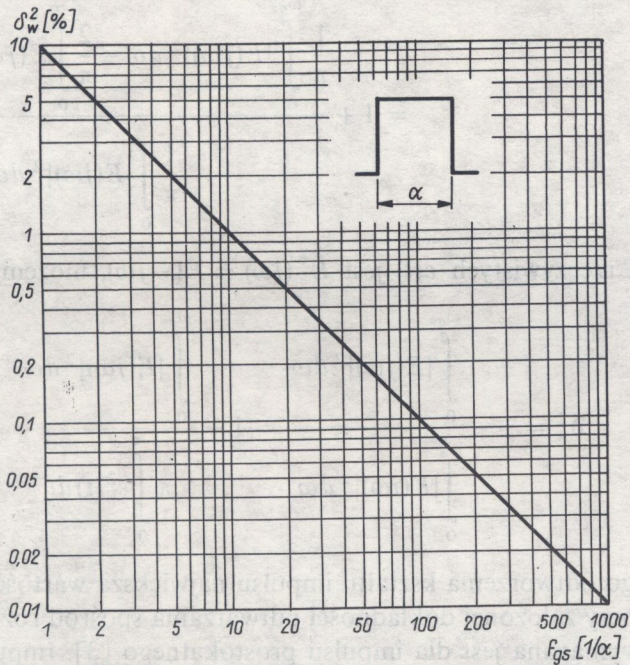
Transformata impulsu prostokątnego określająca jego widmo częstotliwości jest następująca

$$(2.4) \quad E(j\omega) = \varepsilon_m \alpha \frac{\sin \frac{\omega \alpha}{2}}{\frac{\omega \alpha}{2}},$$

a wartość względnego błędu średniokwadratowego aproksymacji jako funkcja częstotliwości granicznej dla przebiegu prostokątnego określa zależność [3].

$$(2.5) \quad \delta_w^2 = 1 - \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_{gs}} \frac{\sin^2\left(\frac{\omega\alpha}{2}\right)}{\frac{(\omega\alpha)^2}{2}} d\omega.$$

Funkcję (2.5) przedstawiono w postaci graficznej na rys. 3. Jako zmienną niezależną przyjęto częstotliwość graniczną wyrażoną w jednostkach $1/\alpha$. Z wykresu rys. 3 lub ze wzoru (2.5) można wyznaczyć częstotliwość graniczną impulsu ściskania przy założonej dokładności odtwarzania tego impulsu i znajomości czasu jego trwania.



Rys. 3. Błąd średniokwadratowy aproksymacji δ_w^2 jako funkcja częstotliwości granicznej f_{gr} dla jednorazowych impulsów prostokątnych

Na podstawie wyznaczonej częstotliwości granicznej sygnału odkształcenia można wstępnie oszacować przydatność narzędzi pomiarowych, wiedząc że częstotliwość graniczna każdego człona łańcucha pomiarowego nie powinna być mniejsza niż częstotliwość graniczna sygnału.

Praktycznie w urządzeniu pręta Hopkinsona czas trwania α impulsu podstawowego nie jest krótszy niż $20 \mu s$ ($\lambda_\alpha = 100 \text{ mm}$) [5]. Widmo częstotliwości takiego impulsu rozciąga się od częstotliwości zerowej do częstotliwości granicznej $f_{gs} = 2,5 \text{ MHz}$, jeśli impuls jest odtworzony z dokładnością do $\delta_w^2 = 0,2\%$ lub do częstotliwości $f_{gs} = 1 \text{ MHz}$ przy dokładności odtwarzania $\delta_w^2 = 0,5\%$ (rys. 3).

3. DOBÓR PARAMETRÓW CZUJNIKÓW POMIAROWYCH

Podstawowym rodzajem czujnika pomiarowego stosowanym do pomiaru impulsowych odkształceń (naprężeń) w zmodyfikowanym pręcie Hopkinsona jest tensometr rezystancyjny. Decydują o tym bardzo dobre własności dynamiczne i łatwość instalowania tensometrów rezystancyjnych. W niektórych przypadkach (do bezpośredniego pomiaru sił działających na próbkę) stosuje się czujniki piezoelektryczne (kwarcowe), które wykazują również bardzo dobre właściwości dynamiczne.

Dobór obydwu czujników do urządzenia pręta Hopkinsona sprowadza się do wyznaczenia i zastosowania właściwej bazy pomiarowej — czynnej długości czujnika. Zarówno tensometr rezystancyjny jak i czujnik piezoelektryczny zachowują się podobnie przy działaniu na nie wymuszeń szybkozmiennych: uśredniają chwilowe wartości wymuszenia.

Względną zmianę rezystancji tensometru rezystancyjnego o bazie pomiarowej l , przetwarzającego zmienne odkształcenie $\varepsilon(t)$ rozchodzące się w badanym materiale w postaci odkształcenia $\varepsilon(x)$, można napisać w formie

$$(3.1) \quad y = \frac{\Delta R}{R} = \frac{k_t}{l} \int_0^l \varepsilon(x) dx,$$

natomiast względną zmianę rezystancji tensometru niezniekształcającego w postaci

$$(3.2) \quad y_i = \frac{\Delta R}{R} = k_t \varepsilon(x).$$

Wzory (3.1) i (3.2) są poprawne przy założeniu, że współczynnik czułości odkształceniowej k_t ma taką samą wartość przy odkształceniach statycznych i dynamicznych.

Wartość ładunku powstającego na powierzchniach piezokryształu o długości l przetwarzającego zmienne naprężenie $\varepsilon(t)$ rozchodzące się w piezokryształe w postaci $\varepsilon(x)$ jest następujące

$$(3.3) \quad y = Q = \frac{1}{l} \int_0^l q(x) dx = \frac{1}{l} \int_0^l d_{11} F \sigma(x) dx = \frac{F E d_{11}}{l} \int_0^l \varepsilon(x) dx = \frac{k_p}{l} \int_0^l \varepsilon(x) dx.$$

Dla czujnika piezoelektrycznego niezniekształcającego (o znikomo małej długości $l \rightarrow 0$) wartość powstającego ładunku wynosi

$$(3.4) \quad y_i = Q_i = F E d_{11} \varepsilon(x) = k_p \varepsilon(x).$$

Za miarę dokładności przetwarzania przyjmuje się wartość względnego błędu średniokwadratowego określonego dla sygnałów o skończonej energii

$$(3.5) \quad \delta_w^2 = \frac{\int_0^{\infty} [y(t) - y_i(t)]^2 dt}{\int_0^{\infty} y_i^2(t) dt}$$

Jeżeli odkształcenie jest harmoniczne i rozchodzi się w materiale jako płaska fala odkształceń o długości λ i amplitudzie ε_m wzdłuż kierunku x zgodnego z kierunkiem bazy zainstalowanego czujnika, mamy

$$(3.6) \quad \varepsilon = \varepsilon_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} (x - ct).$$

Sygnał wyjściowy tensometru rezystancyjnego lub czujnika piezoelektrycznego pod wpływem działania wymuszenia harmonicznego określonego wzorem (3.6) po uwzględnieniu zależności (3.1) ma postać

$$(3.7) \quad y = k \varepsilon_m \frac{\sin \frac{\pi l}{\lambda}}{\frac{\pi l}{\lambda}} \sin(\omega t - \varphi)$$

przy czym

$$(3.8) \quad \varphi = \frac{\pi l}{\lambda},$$

gdzie $k = k_r$ dla tensometru i $k = k_p$ dla czujnika piezoelektrycznego. Wyrażenie $k \left(\sin \frac{\pi l}{\lambda} / \frac{\pi l}{\lambda} \right)$ decyduje o wartości błędu amplitudowego z jakim czujnik rzeczywisty (tensometr lub czujnik piezoelektryczny) przetwarza odkształcenie harmoniczne.

Dla zakresu odkształceń sprężystych zarówno tensometr rezystancyjny jak i czujnik piezoelektryczny są przetwornikami liniowymi. Sygnały wyjściowe tych czujników na wymuszenie impulsowe $\varepsilon(t)$ wyznaczymy na podstawie zasady superpozycji, jako ciągłą sumę odpowiedzi na elementarne wymuszenia harmoniczne:

$$(3.9) \quad y = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} k B(j\omega) E(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

dla czujnika rzeczywistego oraz

$$(3.10) \quad y_i = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} k E(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

dla czujnika idealnego, przy czym $kB(j\omega)$ oznacza transmitancję widmową czujnika

$$(3.11) \quad |B(j\omega)| = \frac{\sin \frac{\omega\alpha}{2}}{\frac{\omega\alpha}{2}}$$

Błąd średniokwadratowy czujnika piezoelektrycznego lub tensometru rezystancyjnego przy działaniu na nie wymuszeń impulsowych jednorazowych, uwzględniający wzory (3.5), (3.9) i (3.10) i korzystając z twierdzenia Rayleigha oraz twierdzenia o mocy [1] przedstawimy w formie

$$(3.12) \quad \delta_w^2 = 1 + \frac{\int_0^{\infty} y^2(t) dt - 2 \int_0^{\infty} y_i(t) y(t) dt}{\int_0^{\infty} y_i^2(t) dt} =$$

$$= \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |B(j\omega) E(j\omega)|^2 d\omega - \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} B(j\omega) E(j\omega) E^*(j\omega) d\omega}{\int_0^{\infty} y_i^2(t) dt}$$

Dla funkcji rzeczywistych $\varepsilon(t)$ jest $E^*(j\omega) = E(-j\omega)$, możemy więc napisać ostatecznie

$$(3.13) \quad \delta_w^2 = 1 + \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |B(j\omega) E(j\omega)|^2 d\omega - \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \operatorname{Re} B(j\omega) |E(j\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} y_i^2(t) dt} =$$

(3.13)
[cd.]

$$= 1 + \frac{\int_0^{\infty} |B(j\omega) E(j\omega)|^2 d\omega - 2 \int_0^{\infty} \operatorname{Re} B(j\omega) |E(j\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |E(j\omega)|^2 d\omega}$$

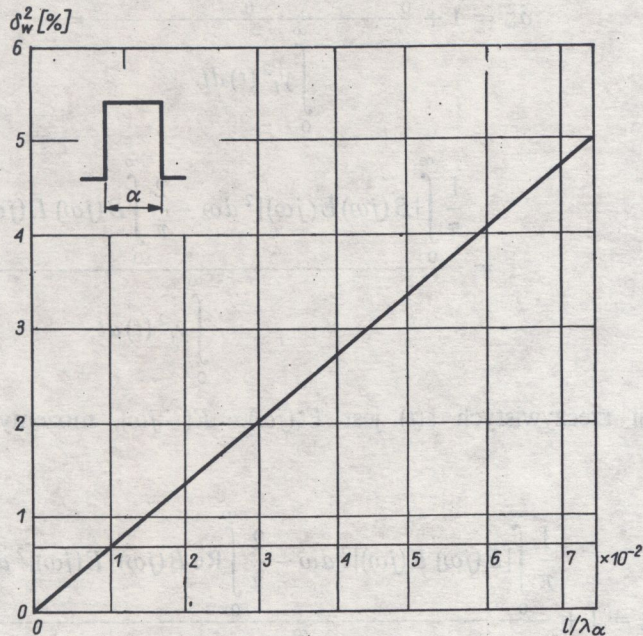
Dla odkształcenia impulsowego o kształcie prostokątnym, którego transformata Fouriera określona jest przez wzór (2.4) błąd przetwarzania czujników wynosi

$$(3.14) \quad \delta_w^2 = 1 + \frac{\alpha}{\pi} \int_0^{\infty} \operatorname{Sa}^2\left(\frac{\omega\alpha}{2}d\right) \operatorname{Sa}^2\left(\frac{\omega\alpha}{2}\right) d\omega - \frac{2\alpha}{\pi} \int_0^{\infty} \operatorname{Sa}\left(\frac{\omega\alpha}{2}d\right) \operatorname{Sa}\left(\frac{\omega\alpha}{2}\right) d\omega,$$

przy czym

$$d = l/\lambda_{\alpha}$$

Funkcję (3.14) przedstawiono w postaci graficznej na rys. 4. Jako zmienną niezależną przyjęto stosunek długości bazy czujnika i długości fali odkształcenia odpowiadającej czasowi trwania impulsu.



Rys. 4. Błąd średniokwadratowy δ_w^2 czujnika (piezoelektrycznego lub tensometrycznego) przetwarzającego odkształcenie jednorazowe o kształcie prostokątnym jako funkcja stosunku l/λ długości czujnika i długości fali odkształcenia

Przyjmując jako kryterium doboru bazy czujnika do pomiaru odkształceń impulsowych, dokładność przetwarzania kształtu impulsów, za miarę której przyjęto względny błąd średniokwadratowy, wzór (3.14) może stanowić podstawę tego kryterium. Zakładając wartość błędu średniokwadratowego można ze wzoru (3.14) lub z wykresu rys. 4 wyznaczyć wartość stosunku długości bazy czujnika i długości fali mierzonego odkształcenia.

Zakładając więc np., że dokładność przetwarzania czujnika $\delta_w^2 = 0,4\%$, z rys. 4 wyznaczyć można wartość stosunku $l/\lambda_\alpha = 0,03$. W przypadku impulsu podstawowego o czasie trwania $\alpha = 20 \mu s$ ($\lambda_\alpha = 100 \text{ mm}$) żądaną dokładność pomiaru zapewnić może czujnik tensometryczny lub piezoelektryczny o bazie pomiarowej $l = 0,007 \lambda_\alpha = 0,7 \text{ mm}$.

4. DOBÓR PARAMETRÓW WZMACNIACZA POMIAROWEGO

W zależności od zastosowanych czujników pomiarowych stosuje się odpowiednie rodzaje wzmacniaczy pomiarowych. Do współpracy z tensometrami rezystancyjnymi wykorzystuje się wzmacniacze prądu stałego o wejściu różnicowym przy tensometrach łączonych w mostek Wheatstone'a lub wzmacniacze pomiarowe prądu zmiennego o wejściu niesymetrycznym przy tensometrach połączonych w dzielnik napięcia. Podstawową zaletą wzmacniaczy różnicowych jest właściwość tłumienia sygnału synfazowego: wspólnego, występującego równocześnie na obydwu wejściach. Zakłócenia stanowiące sygnał synfazowy (najczęściej składowa napięcia sieci zasilającej) są we wzmacniaczu różnicowym tłumione, dlatego wzmacniacz różnicowy jest podstawowym wzmacniaczem pomiarowym stosowanym do współpracy z tensometrami rezystancyjnymi w pomiarach odkształceń szybkozmiennych.

Do współpracy z czujnikami piezoelektrycznymi stosuje się wzmacniacze elektrometryczne (z kondensatorem pomiarowym w obwodzie wejściowym) i wzmacniaczem ładunku (z kondensatorem w obwodzie sprzężenia zwrotnego). Wzmacniacze ładunku są częściej stosowane niż elektrometryczne, gdyż nie występuje w nich wpływ kabli łączących czujnik ze wzmacniaczem na dokładność pomiarów.

Podstawowym wymogiem wszystkich wyżej wymienionych wzmacniaczy pomiarowych do właściwej pracy przy wzmacnianiu sygnałów impulsowych jest odpowiednio szerokie pasmo przenoszenia.

W wzmacniaczach różnicowych prądu stałego pasmo określone jest wartością górnej częstotliwości granicznej f_{ggr} . W pozostałych wzmacniaczach pasmo przenoszenia określone jest dolną i górną częstotliwością graniczną $f_{ggr} - f_{dgr}$. Stałe czasowe obwodów wejściowych wzmacniaczy decydujące o wartości dolnej częstotliwości granicznej f_{dgr} mogą być tak dobrane, by nie wpływać na dokładność przetwarzania sygnałów impulsowych. Wartości tych

stałych nie są krytyczne ze względu na bardzo krótkie czasy trwania badanych impulsów. Z tych też powodów decydującym parametrem wszystkich wyżej wymienionych wzmacniaczy o przydatności do stosowania w urządzeniu Hopkinsona jest ich wartość górnej częstotliwości granicznej.

Przyjmijmy, że charakterystyka częstotliwościowa wzmacniaczy pomiarowych w zakresie wielkich częstotliwości ma nachylenie 20 dB/dek. W przypadku większej wartości nachylenia tej charakterystyki ze względu na stabilność sprowadza się ją do wymaganej wartości nachylenia 20 dB/dek za pomocą układów korekcyjnych.

Transmitancję widmową takiego wzmacniacza można zapisać następująco:

$$(4.1) \quad G(j\omega) = \frac{K}{1+j\omega T} = \frac{K}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} e^{-j\Psi(\omega)}$$

Transmitancję wzmacniacza niezniekształcającego napiszemy w postaci

$$(4.2) \quad G_i(j\omega) = K e^{-j\omega t_0}$$

Przy pracy wzmacniacza pomiarowego w zakresie liniowym sygnał na jego wyjściu przy wymuszeniu impulsowym $S e(t)$ ma postać

$$(4.3) \quad y = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S G(j\omega) E(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

dla wzmacniacza rzeczywistego oraz

$$(4.4) \quad y_i = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S G_i(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

dla wzmacniacza niezniekształcającego.

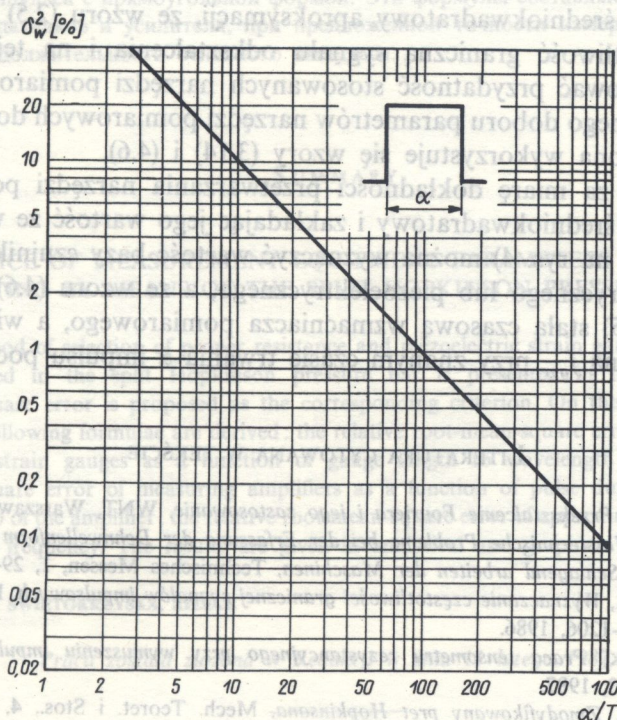
Wykorzystując wzór (3.5) oraz przeprowadzając rozumowanie analogiczne do przedstawionego w punkcie 3, otrzymujemy wzór na błąd średniokwadratowy wzmacniacza pomiarowego:

$$(4.5) \quad \delta_w^2 = 1 + \frac{\int_0^{\infty} |G(j\omega) E(j\omega)|^2 d\omega - 2 \int_0^{\infty} \operatorname{Re} G(j\omega) |E(j\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |E(j\omega)|^2 d\omega}$$

Dla wymuszenia impulsowego o kształcie prostokątnym wzór (4.5) przyjmie postać następującą:

$$(4.6) \quad \delta_w^2 = 1 - \frac{\alpha}{\pi} \int_0^{\infty} S_a^2 \left(\frac{\omega\alpha}{2} \right) \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega\alpha}{d} \right)^2} d\omega,$$

gdzie $d = \alpha/T$.



Rys. 5. Błąd średniokwadratowy δ_w^2 wzmacniacza pomiarowego wzmacniającego sygnał impulsowy o kształcie prostokątnym jako funkcja stosunku α/T czasu trwania impulsu i stałej czasowej wzmacniacza

Funkcję (4.6) przedstawiono w postaci graficznej na rys. 5. Na podstawie wzoru (4.6) lub wykresu z rys. 4 można przy założonej dokładności przetwarzania wzmacniacza wyznaczyć wartość stosunku α/T . Przy znanym czasie trwania impulsu można więc wyznaczyć stałą czasową wzmacniacza, w więc i jego częstotliwość graniczną.

Zakładając np. dokładność przetwarzania wzmacniacza $\delta_w^2 = 0,2\%$ z rysunku 5 można wyznaczyć wartość stosunku $\alpha/T = 500$. W przypadku impulsu podstawowego o czasie trwania $\alpha = 20 \mu\text{s}$ żadaną dokładność pomiaru zapewnia wzmacniacz o stałej czasowej $T = 0,04 \mu\text{s}$ co odpowiada wartości 3 dB częstotliwości granicznej $f_{gr1/\sqrt{2}} \approx 4,2 \text{ MHz}$.

5. PODSUMOWANIE

Dobór parametrów narzędzi pomiarowych w badaniach materiałów prętów Hopkinsona stanowi ważne zagadnienie tych badań, decydujące o poprawności i jakości ich realizacji. Z przeprowadzonych rozważań wynika, że zagadnienie to można rozwiązać wykorzystując analizę harmoniczną.

Przyjmując za miarę dokładności odtwarzania odkształceń impulsowych względny błąd średniokwadratowy aproksymacji, ze wzoru (2.5) można wyznaczyć częstotliwość graniczną sygnału odkształcenia i na tej podstawie wstępnie oszacować przydatność stosowanych narzędzi pomiarowych.

Dla dokładnego doboru parametrów narzędzi pomiarowych do urządzenia pręta Hopkinsona wykorzystuje się wzory (3.14) i (4.6).

Przyjmując za miarę dokładności przetwarzania narzędzi pomiarowych względny błąd średniokwadratowy i zakładając jego wartość ze wzoru (3.14) (lub z wykresu na rys. 4) można wyznaczyć wartość bazy czujnika pomiarowego tensometrycznego lub piezoelektrycznego, a ze wzoru (4.6) (lub z wykresu na rys. 5) stałą czasową wzmacniacza pomiarowego, a więc i częstotliwość graniczną f_{gr} przy znanym czasie trwania α impulsu podstawowego.

LITERATURA CYTOWANA W TEKŚCIE

1. R. BRACEWELL, *Przekształcenie Fouriera i jego zastosowanie*, WNT, Warszawa 1968.
2. R. HECKER, *Messtechnische Probleme bei der Erfassung der Dehnwellenform im langgestossenen Staben Schlagend arbeiten der Maschinen*, Technisches Messen, 1, 29-32, 1984.
3. Z. KACZMAREK, *Wyznaczanie częstotliwości granicznej sygnałów impulsowych*, Rozpr. Elektrotechn., 4, 1195-1206, 1986.
4. Z. KACZMAREK, *Praca tensometru rezystancyjnego przy wymuszeniu impulsowym*, Rozpr. Elektrotechn., 3, 1987.
5. J. KLEPACZKO, *Zmodyfikowany pręt Hopkinsona*, Mech. Teoret. i Stos., 4, 479-496, 1971.
6. Я. Клепачко, С. Воденничаров, *Поведение проволочных тензосметров при импульсных нагрузках*, Метрология, 6.
7. D. A. W. TAYLOR, *Time and amplitude errors in the measurement of dynamic strain pulses by resistance strain gages*, Inst. I. Mech. Sci, 8, 193-212, 1966.
8. Я. А. Зукс и др., *Динамика удара*, Мир, Москва 1985.

РЕЗЮМЕ

ПОДБОР ПАРАМЕТРОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ
В ИССЛЕДОВАНИЯХ МАТЕРИАЛОВ МОДИФИЦИРОВАННЫМ МЕТОДОМ
СТЕРЖНЯ ГОПКИНСОНА

В работе приведен способ подбора параметров тензометрических и пьезоэлектрических датчиков, а также измерительного усилителя для устройства стержня Гопкинсона. Как критерий подбора параметров этих инструментов принята мера точности

преобразования импульсных процессов в виде относительной среднеквадратической ошибки. Используя гармонический анализ, определены формулы: 1) для среднеквадратической ошибки аппроксимации, как функции предельной частоты импульса деформации, 2) для среднеквадратической ошибки преобразования тензометров и пьезоэлектрических датчиков, как функции отношения их измерительной базы и длины волны деформации, а также 3) для среднеквадратической ошибки преобразования измерительного усилителя в функции отношения времени продолжительности импульса и постоянной времени усилителя. Эти формулы представлены в аналитическом и графическом видах для основного импульса с прямоугольной формой. Эти формулы составляют основу подбора параметров датчиков и усилителя, при предложенной точности измерения и известном времени продолжительности основного импульса.

SZYMON PIŁECKI (WARSZAWA)

SUMMARY

THE CHOICE OF MEASUREMENT EQUIPMENT PARAMETERS IN MATERIAL TESTING BY MEANS OF THE SPLIT HOPKINSON PRESSURE BAR

The method of selection of proper resistance and piezoelectric strain gauges and measuring amplifiers used in the split Hopkinson pressure bar is presented in the paper. Relative root-mean-square error is proposed as the corresponding criterion. On the basis of harmonic analysis the following formulae are derived: the relative root-mean-square error of resistance and piezoelectric strain gauges as a function of gauge length to wavelength ratio; the relative root-mean-square error of measuring amplifiers as a function of pulse duration to the time-constant ratio of the amplifier; the relative root-mean-square error of approximation as a function of the cut-off frequency. The results are given in analytical and graphical forms.

POLITECHNIKA ŚWIĘTOKRZYSKA, KIELCE

Praca została złożona w Redakcji w dniu 11 lutego 1987 r.

Niesprężyste odkształcenie metali, tak ważne z praktycznego punktu widzenia, znajduje coraz pełniejszy opis i wytłumaczenie dzięki uwzględnieniu roli defektów sieci krystalicznej. Zależnie od naprężeń zewnętrznych i temperatury dominującą rolę odgrywają defekty różnych rodzajów. Stopniowe poznanie tej roli, zupełnie niedocenianej jeszcze przed 25–30 laty, umożliwi lepsze wykorzystanie potencjalnych możliwości użytkowych metali. Uwydatnia się to zwłaszcza w dziedzinie trwałości i odporności na zmęczenie i pełzanie.

W ujęciu mikroskopowym istnieją cztery mechanizmy niesprężystego odkształcenia kryształu: dyfuzja atomów, poślizg lub/ oraz wspinanie dyslokacji, wzajemne przemieszczenie ziaren lub faz wzdłuż ich granic, bliźniakowanie i niektóre przemiany fazowe. W pierwszym z tych przypadków ruch atomów jest wzajemnie nieskorelowany, w trzech pozostałych — skorelowany. Te podstawowe procesy mikroskopowe prowadzą do ukształtowania co najmniej