

ADAM WILCZEK*

Wpływ konstrukcji czujnika cienkowarstwowego na dokładność pomiaru ciśnienia w styku EHD

S ł o w a k l u c z o w e

Styk EHD, pomiary ciśnienia, czujnik cienkowarstwowo.

K e y - w o r d s

Contact EHD, preassure measurement, thin layer transducer.

S t r e s z c z e n i e

Przeprowadzono analizę konstrukcji czujników cienkowarstwowch stosowanych do pomiaru ciśnienia w styku EHD i opracowano elektryczny model obwodowy i matematyczny czujnika. W modelu tym wyróżniono rezystancję przewodzącej warstwy przetwornika, pojemność tej warstwy do podłoża i elementu współpracującego oraz indukcyjność obwodu. Założono, że warstwy izolacyjne czujnika wykazują efekt piezoelektryczny. Przeprowadzone badania wykazały, że przy krótkim czasie przejścia czujnika przez strefę styku, niekorzystnym kształcie warstwy przetwornika i niekorzystnych parametrach układu pomiarowego zakłócenia pojemnościowe i piezoelektryczne mogą mieć istotny wpływ na wynik pomiaru.

1. Wprowadzenie

Wprowadzane ostatnio materiały ceramiczne i różnego rodzaju powłoki ochronne metalowych elementów maszyn pracujących w warunkach elastohy-

* Politechnika Radomska, Wydział Mechaniczny, ul. Krasickiego 54, PL – 26-600 Radom, tel. (48) 361 71 63, 609195593, e-mail: Adam.wilczek@pr.radom.pl

drodyhamicznych (EHD) mogą znacznie zmienić cechy styku i warunki smarowania [1, 2]. Zmieniają się bowiem właściwości mechaniczne i termofizyczne współpracujących elementów, rośnie obciążalność styku (naciski jednostkowe, prędkość powierzchni). Ciśnienia w filmie smarnym dochodzą w tych przypadkach do 3 GPa, a gradienty ścinania filmu osiągają 10^7 s^{-1} . Elementy te stawiają również nowe, wyższe wymagania metodom pomiarowym.

Od wielu lat do pomiarów ciśnienia w filmie smarnym, jak również temperatury na powierzchni współpracy elementów, z powodzeniem stosowane są rezystancyjne czujniki cienkowarstwowe wykonywane na jednej ze współpracujących powierzchni metodami próżniowymi [3]. Następuje ciągły rozwój tej metody w celu dostosowania jej do zmieniających się warunków i rosnących wymagań metrologicznych [4, 5, 6]. Rozwijana jest ostatnio również trochę rzadziej stosowana metoda interferometryczna [7], która w pewnych obszarach uzupełnia ograniczenia czujników cienkowarstwowych. Ograniczeniem jej jest wymagana transparentność dla światła jednego ze współpracujących elementów.

Przy pomiarze ciśnienia, jak również temperatury rezystancyjnymi czujnikami cienkowarstwowymi wykorzystuje się zmiany, pod wpływem ciśnienia (czujnik ciśnienia) lub temperatury (czujnik temperatury), rezystancji cienkiej warstwy metalowego przetwornika o określonym kształcie oddzielonego od metalowego podłoża warstwą izolacyjną.

W ten sposób przy przejściu czujnika przez strefę styku możliwa jest rejestracja lokalnej wartości ciśnienia lub temperatury.

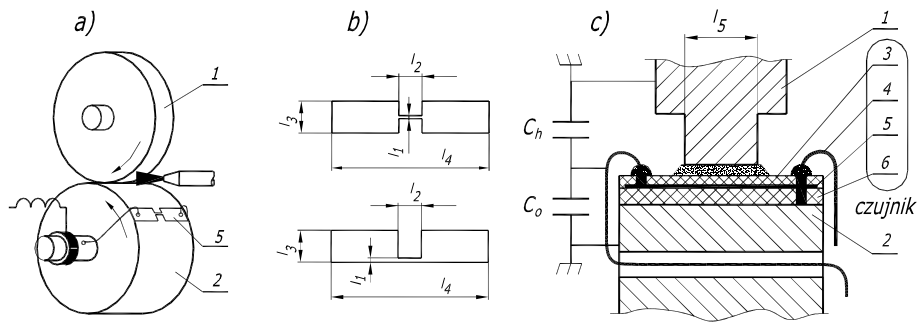
Na dokładność pomiaru czujnikami cienkowarstwowymi wpływ ma wiele czynników, związanych z ich konstrukcją, warunkami przeprowadzania badań i wzorcowaniem [8, 9, 10].

Jak pokazuje praktyka z pozoru nieistotne elementy, szczególnie w warunkach pomiarów wymienionych na wstępie, mogą mieć istotny wpływ na wynik pomiaru [11].

Prezentowana praca dotyczy wpływu zakłóceń pojemnościowych, indukcyjnych i piezoelektrycznych na dokładność pomiaru ciśnienia czujnikiem cienkowarstwowym. Zagadnienie to, w takim ujęciu, nie było rozpatrywane.

2. Budowa czujników i wynikające z niej problemy metrologiczne

Rysunek 1 przedstawia wybrane szczegóły konstrukcyjne czujnika w zastosowaniu do pomiaru ciśnienia lub temperatury w styku liniowym utworzonym przez dwie metalowe rolki 1 i 2.



Rys. 1. Budowa czujnik: a) czujnik w układzie dwóch rolek, b) geometrie warstwy przetwornika, c) przekrój poprzeczny przez czujnik
 Fig 1. Construction of a thin layer transducer: a) transducer in two-rollers system, b) a geometry of converter layer, c) cross-section of transducer

Czujnik składa się zwykle z trzech warstw:

- warstwy izolacyjnej 5 o grubości $d_1 \approx 2 \mu\text{m}$,
- odpowiednio ukształtowanej warstwy przetwornika 3 o grubości około $0,2 \mu\text{m}$ wykonanej z manganinu (czujnik ciśnienia) lub tytanu (czujnik temperatury),
- ochronnej warstwy izolacyjnej 6 (pasywacyjnej) o grubości $d_2 \approx 0,2 \mu\text{m}$.

Warstwy izolacyjne czujników wykonywane są z monotlenku krzemu (SiO_x ; $1 < x < 2$) lub tlenku aluminium (Al_2O_3). W warstwie przetwornika wyróżnić można część aktywną, w formie przewężenia warstwy, o wymiarach l_1 i l_2 oraz dwa fragmenty spełniające rolę przyłączy (doprowadzeń) o szerokości l_3 . W porównaniu do szerokości styku $2b$ wg Hertza wymiar l_1 jest znacznie mniejszy, a wymiar l_3 kilkakrotnie większy.

Zwykle przyjmuje się $l_1 = 10 \div 20 \mu\text{m}$, $l_2 = 0,8 \div 2 \text{ mm}$, $l_3 = 3 \div 8 \text{ mm}$, $l_5 = 8 \div 15 \text{ mm}$, $l_4 \approx (l_5 + 10) \text{ mm}$. Metoda pomiaru polega na wykorzystaniu zmian pod wpływem ciśnienia lub temperatury, rezystancji części aktywnej przetwornika (R_a). Zmiany rezystancji przyłączy (R_p) powodują błąd pomiaru. Wymiary geometryczne dobiera się zwykle tak, aby zachować odpowiednio duży stosunek R_a/R_p . Całkowita rezystancja przetwornika wynosi zwykle $R = R_a + R_p = 200 \div 1500 \Omega$. Do przyłączy doprowadzane są następnie przewody, co umożliwia włączenie czujnika w mostek pomiarowy zasilany napięciowo (w przybliżeniu stałym napięciem U_0) lub prądowo (w przybliżeniu stałym prądem I_0). Uwarunkowania pomiarowe i konstrukcyjne mogą wymusić różne kształty przetworników. Wyróżnić można jednak dwie charakterystyczne odmiany geometrii, tj. przetwornik z częścią aktywną wzdłuż krawędzi i pośrodku przyłączy (rys. 2b). Te dwie odmiany geometrii są przedmiotem prezentowanych badań modelowych.

Współpracujące elementy połączone są elektrycznie z masą układu pomiarowego. Przetwornik (elektroda) ma więc pojemność C_o z podłożem 2 (rys. 1c) i C_h z elementem współpracującym 1. Dielektrykiem w kondensatorze o pojemności C_o jest warstwa izolacyjna 6, a w kondensatorze o pojemności C_h , warstwa pasywacyjna 3 i film smarny (kondensator dwuwarstwowy o pojemności odpowiednio C_2 i C_1). Pojemność C_o (podstawowa) jest prawie stała, natomiast pojemność C_h zmienia się. Zmiany pojemności związane są głównie z wchodzeniem i wychodzeniem przyłączy ze strefy styku. Pojemności i jej zmiany powodują przepływ w układzie zależnego od czasu prądu ładowania, co zakłóca pomiary ciśnienia lub temperatury. Wartość pojemności C_o wynosi zwykle 600÷4000 pF.

Przetwornik 5 wraz z przewodami 4 stanowi fragment obwodu elektrycznego o indukcyjności L , w którym w wyniku zmiany strumienia magnetycznego indukowane jest napięcie, głównie w wyniku zjawiska samoindukcji (takie uproszczenie przyjęto w dalszych rozważaniach). Wartość indukcyjności obwodu oszacowano na $L_{max} = 1\div 5 \mu\text{H}$ (wartość zmierzona $L = 0,3 \mu\text{H}$). Gdy warstwy izolacyjne czujnika wykazują cechy struktury krystalicznej niecentrosymetrycznej, wystąpią zakłócenia pomiaru wynikające ze zjawiska piezo i/lub piroelektrycznego.

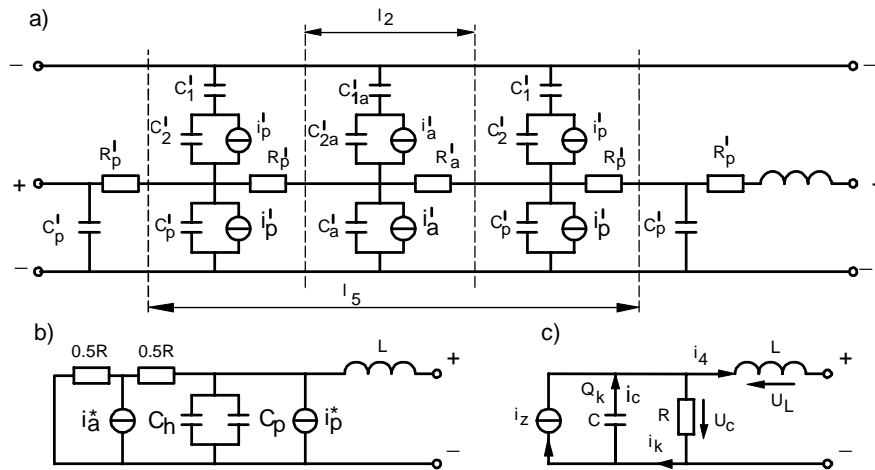
Zmiany obciążeń mechanicznych i cieplnych tych warstw w czasie przejścia czujnika przez styk powodują wówczas zależne od czasu zmiany gromadzonego w czujniku ładunku elektrycznego, a zatem zmiany płynącego w jego obwodzie prądu. W prezentowanym modelu uwzględniono tylko efekt piezoelektryczny.

Sumaryczna grubość warstw czujnika jest mała w porównaniu z szerokością styku 2b. W przypadku toczenia z niewielkim udziałem poślizgu przyrosty temperatury w styku są również małe. Uwzględniając te dwa elementy założono, że naprężenia w warstwach czujnika są naprężeniami głównymi i jako takie są proporcjonalne do mierzonego ciśnienia.

3. Modele obwodowe i matematyczne czujnika

Z elektrycznego punktu widzenia wielowarstwowy czujnik można potraktować jako niejednorodną linię RC z rozłożonymi parametrami.

Warstwa przetwornika (elektroda) stanowi rozłożoną rezystancję, a rozdzielone warstwami izolacyjnymi, przewodzące prąd bieżnie elementów współpracujących i warstwa przetwornika stanowią rozłożoną pojemność. Polaryzowane, w wyniku obciążenia mechanicznego, warstwy izolacyjne stanowią rozłożone idealne źródło prądowe. Model obwodowy czujnika ciśnienia lub temperatury odpowiada więc w przybliżeniu układowi przedstawionemu na rys. 2a.



Rys. 2. Modele obwodowe rezystancyjnego czujnika cienkowarstwowego. a) model czujnika z rozłożonymi parametrami, b) i c) modele uproszczone z elementami dyskretnymi
 Fig. 2. Circuit models of resistive thin layer transducer. a) model of transducer with constant distribution of parameters b) and c) simplified models of transducers with discrete elements

Wielkości odniesione do jednostki długości oznaczono symbolem \prime . Uwzględniając jednak, że $R_a/R_p \approx 30$ oraz $C_p/C_a \approx 10 \cdot 10^3$ model ten można zastąpić prostszymi modelami z parametrami dyskretnymi (rys. 2b i 2c). Źródła prądowe o wydajności i_a i i_b reprezentują efekt piezoelektryczny w obszarze części aktywnej i w obszarze przyłączy.

Dla rezystancji występujących na tym rysunku obowiązuje, w przypadku pomiaru ciśnienia, następujący związek:

$$R = R_a + R_p, \approx R_a = R_o(1 + \alpha_p \cdot p_m) \tag{1}$$

gdzie:

- α_p – ciśnieniowy współczynnik zmiany rezystancji,
- p_m – średnia wartość przyrostu ciśnienia działającego na część aktywną,
- R_o – rezystancja początkowa (dla $p_m = 0$).

Dla pozostałych wielkości obowiązuje następujące zależności:

$$C = C_a + C_p + C_h \approx C_p + C_h \tag{2}$$

gdy przyłącza wchodzi do styku lub

$$C = C_a + C_p + C_{h,max} - C_h \approx C_p + C_{h,max} - C_h \tag{3}$$

gdy przyłącza wychodzą ze styku, przy czym

$$C_p \approx C_o = \frac{\epsilon_o \cdot \epsilon_i \cdot (l_6 - l_2) \cdot l_3}{d_1} \quad (4)$$

$$C_h = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (5)$$

$$i_z = 0.5i_a^* + i_p^* \quad (6)$$

$$i_a^* = i_a \left(1 + \frac{1}{C_{2a}/C_{1a} + 1}\right) \quad (7)$$

$$i_p^* = i_p \left(1 + \frac{1}{C_{2p}/C_{1p} + 1}\right) \quad (8)$$

$$i_k = \frac{d}{dt}(Q_k) = i_z + i_c = i_z + \frac{d}{dt}(C \cdot U_c) = i_z + C \frac{dU_c}{dt} + U_c \frac{dC}{dt} \quad (9)$$

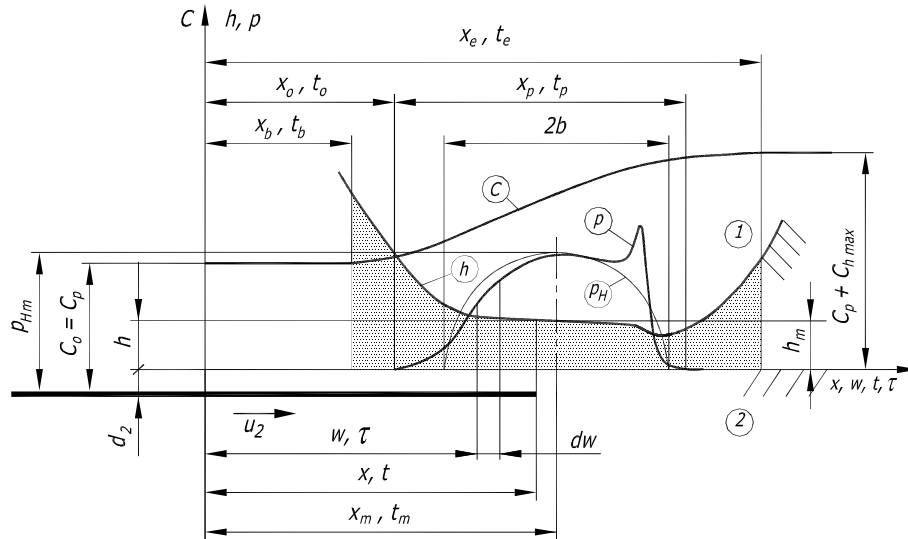
$$U_L = L \frac{di_4}{dt} \quad (10)$$

gdzie:

- $\epsilon_{o,(i)}$ – bezwzględna (względna – warstwy izolacyjnej) stała dielektryczna,
- $i_{(a,p,z,c,4)}$ – prądy płynące w układzie,
- Q_k – ładunek elektryczny,
- $U_{(c,L)}$ – spadki napięć.

Przy formułowaniu zależności na występujące w powyższych wzorach pojemności przyjęto następujące założenia (rys. 3):

- istotne zmiany pojemności występują, gdy czujnik zajmuje położenia w pobliżu styku (od x_b do x_e),
- strefa styku jest całkowicie wypełniona olejem,
- pola elektryczne w kondensatorach o wymienionych pojemnościach są jednorodne,
- krzywizny powierzchni w pobliżu styku można zaniedbać.



Rys. 3. Model do obliczania zmian pojemności elektrycznej i obciążeń czujnika
 Fig. 3 . Model for calculation of electrical capacity and transducer loading changes

Zgodnie z oznaczeniami na rys. 3 otrzymano:

$$C_1 = C_{1p} \approx \varepsilon_o \cdot (l_5 - l_2) \cdot \int_{x_b}^x \frac{\varepsilon_{ol}^*(w)}{h(w)} dw \quad (11)$$

$$C_2 = C_{2p} \approx \varepsilon_o \cdot (l_5 - l_2) \cdot \frac{\varepsilon_i}{d_2} \cdot (x - x_b) \quad (12)$$

$$C_{2a} \approx \varepsilon_o \cdot l_1 \cdot l_2 \cdot \frac{\varepsilon_i}{d_2} \quad (13)$$

$$C_{1a} \approx \varepsilon_o \cdot l_1 \cdot l_2 \cdot \frac{\varepsilon_{ol}^*(w)}{h} \quad (14)$$

dla $x_b < x \leq x_e$, gdzie ε_{ol}^* – stała dielektryczna oleju obliczana wg wzoru [4, 5, 11].

$$\varepsilon_{ol}^* = \frac{\varepsilon_{ol} + 2 + 2 \cdot (\varepsilon_{ol} - 1) \cdot \frac{\rho^*}{\rho_o}}{\varepsilon_{ol} + 2 - (\varepsilon_{ol} - 1) \cdot \frac{\rho^*}{\rho_o}} \quad (15)$$

gdzie ε_{ol} jest stałą dielektryczną oleju na wejściu do strefy styku (początkową).

Przy małych zmianach temperatury w kontakcie zmiany gęstości oleju można obliczyć wg wzoru [12]

$$\frac{\rho^*}{\rho_o} = 1 + \frac{0.6 \cdot 10^{-9} \cdot p}{1 + 1.7 \cdot 10^{-9} \cdot p} \quad (16)$$

gdzie ρ_o jest gęstością oleju na wejściu do strefy styku. Dla $x \leq x_o$ i $x > x_o + x_p$ lub przy zaniedbaniu ściśliwości oleju $\rho^*/\rho_o = 1$.

Uwzględniając geometrię styku, odkształcenie sprężyste powierzchni pod wpływem ciśnienia oraz grubość filmu w środku strefy styku h_m , grubość filmu h w określonym punkcie x strefy styku obliczono wg wzoru

$$h = h_m + 2 \cdot [r - \sqrt{r^2 - (x_m - x)^2}] - \frac{2 \cdot (1 - \nu^2)}{\pi \cdot E} \cdot \int_{x_o}^{x_o + x_p} p(w) \cdot \ln(x - w)^2 dw \quad (17)$$

gdzie: r – promień rolek, E – moduł Younga, ν – liczba Poissona.

Uwzględniając związek pomiędzy prędkością u_2 rolki z czujnikiem a czasem t

$$x = u_2 \cdot t$$

można wyrażenia (11, 12 i 17) przedstawić w funkcji czasu. Po wstawieniu (11) i (12) do (5), a następnie do (2) i (3) otrzymano:

$$C_h = \varepsilon_o \cdot (l_5 - l_2) \cdot u_2 \cdot \frac{A_1 \cdot A_2}{A_1 + A_2} \quad (18)$$

$$\frac{dC}{dt} = \varepsilon_o \cdot (l_5 - l_2) \cdot u_2 \cdot \frac{\frac{\varepsilon_{ol}^*}{h} A_1^2 + \frac{\varepsilon_i}{d_2} A_2^2}{(A_1 + A_2)^2} \quad (19)$$

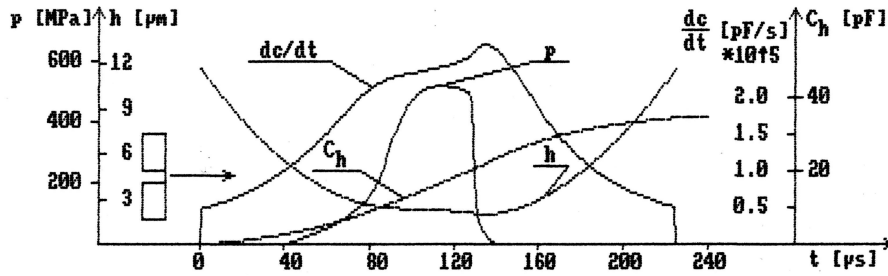
gdzie:

$$A_1 = \frac{\varepsilon_i}{d_2} \cdot (t - t_b) \quad (20)$$

$$A_2 = \int_{t_b}^t \frac{\varepsilon_{ol}^*(\tau)}{h(\tau)} d\tau \quad (21)$$

dla $t_b < t \leq t_c$. Dla $t \leq t_b$ i $t > t_c$ $C = \text{const}$.

Przykład zmian w czasie obliczanych wielkości h , C_h i dC/dt przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Przebieg pojemności C_h , pochodnej dC/dt i grubości filmu smarnego h ($\rho^*/\rho_0 = 1$)

Fig. 4. Evolution of capacity C_h , first derivative dC/dt and film thickness ($\rho^*/\rho_0 = 1$)

Wartości prądów i_a i i_p wynikające ze zjawiska piezoelektrycznego w obrębie części aktywnej i przyłączy przetwornika obliczono wg zależności:

$$i_a = d_z \frac{dF_a}{dt} \quad (22)$$

$$i_p = d_z \frac{dF_p}{dt} \quad (23)$$

gdzie $F_{a(b)}$ oznacza siłę działającą na część aktywną (przyłączy) wynikającą z działającego ciśnienia. Chwilową wartość siły F_a i średniego ciśnienia p_m wyznaczono z zależności (rys. 4)

$$F_a = l_2 \cdot u_2 \int_{t_0}^t p(\tau) d\tau \quad (24)$$

$$p_m = \frac{1}{t_1} \cdot \int_{t_0}^t p(\tau) d\tau \quad (25)$$

dla $t_0 < t \leq t_0 + t_1$,

$$F_a = l_2 \cdot u_2 \int_{t-t_1}^t p(\tau) d\tau \quad (26)$$

$$p_m = \frac{1}{t_1} \cdot \int_{t-t_1}^t p(\tau) d\tau \quad (27)$$

dla $t_0 + t_1 < t \leq t_0 + t_p$ gdzie $t_1 = l_1/u_2$,

$$F_a = l_2 \cdot u_2 \int_{t-t_1}^{t_0+t_p} p(\tau) d\tau \quad (28)$$

$$p_m = \frac{1}{t_1} \cdot \int_{t-t_1}^{t_0+t_p} p(\tau) d\tau \quad (29)$$

dla $t_0 + t_p < t \leq t_0 + t_p + t_1$.

Poza wyznaczonymi obszarami siła jest stała, a więc $dF_a/dt = 0$.

Gdy przy wchodzeniu czujnika do strefy styku część aktywna wyprzedza przyłącza dla F_p , obowiązuje zależność

$$F_p = (l_5 - l_2) \cdot u_2 \int_{t_0}^t p(\tau) d\tau \quad (30)$$

dla $t_0 < t \leq t_0 + t_p$. Dla $t \leq t_0$ i $t_0 + t_p < t \leq t_0 + t_3$ ($t_3 > t_p$) siła F_b jest stała ($dF_b/dt = 0$).

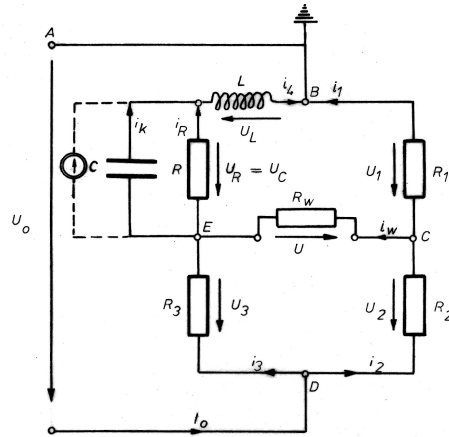
Gdy przy wychodzeniu czujnika do strefy styku przyłącza wyprzedzają część aktywną

$$F_p = (l_5 - l_2) \cdot u_2 \int_{t-t_1}^{t_0+t_p} p(\tau) d\tau \quad (31)$$

dla $t_0 + t_1 < t \leq t_0 + t_p + t_1$. Dla $t \leq t_0 - t_3 + t_1 < t \leq t_0 + t_1$ ($t_3 > t_p$) siła F_b jest stała ($dF_b/dt = 0$).

4. Model obwodowy i matematyczny układu pomiarowego

Przedstawiony na rys. 2c model obwodowy czujnika uzupełniono o dalsze trzy rezystory R_1 , R_2 , R_3 do pełnego mostka pomiarowego (rys. 5) zasilanego napięciowo ($U_o \approx \text{const}$) lub prądowo ($I_o \approx \text{const}$).



Stałe mostka:

$$k = \frac{R_1 + R_2 + \frac{R_1}{R_w} R_2}{R_1 + R_2},$$

$$k_1 = \frac{k R_w}{R_2 + k R_w},$$

$$k_2 = \frac{R_w \cdot (R_2 + R_3)}{R_2 + R_3 + R_w}$$

Rys. 5. Mostek pomiarowy zasilany napięciowo
Fig. 5. Testing circuit supplied by constant voltage

Wyprowadzone równanie na napięcie wyjściowe U mostka zasilanego napięciowo lub napięcie U_w mostka zasilanego prądowo potraktowano jako model matematyczny układu pomiarowego. Równania te przyjmują następującą postać:

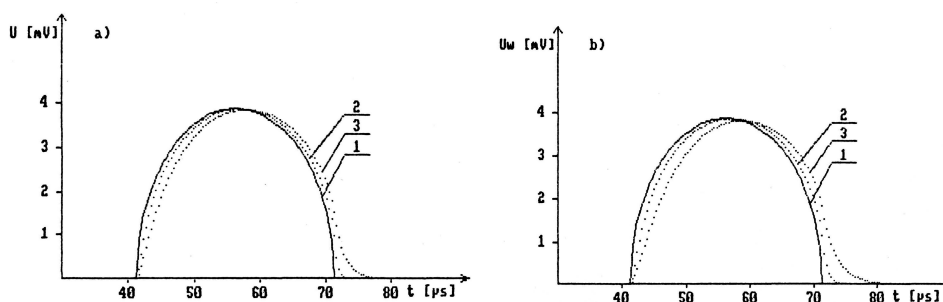
$$\begin{aligned} \frac{d^2 U}{dt^2} + \frac{dU}{dt} \cdot \frac{C \cdot R_3 \cdot k_1 + L \left(\frac{dC}{dt} + \frac{1}{R} \right)}{C \cdot R} + U \frac{1 + k_1 \cdot R_3 \cdot \left(\frac{dC}{dt} + \frac{1}{R} \right)}{C \cdot L} = \\ = \frac{U_o \cdot [R_1 \cdot R_3 \cdot \left(\frac{dC}{dt} + \frac{1}{R} \right) - R_2] + i_z \cdot (R_1 + R_2) \cdot R_3}{(R_1 + R_2) \cdot \frac{R_3 + k \cdot R_w}{R_w} \cdot C \cdot L} \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 U_w}{dt^2} + \frac{dU_w}{dt} \cdot \frac{C \cdot (R_1 + k_2) + L \left(\frac{dC}{dt} + \frac{1}{R} \right)}{C \cdot R} + \\ + U_w \frac{1 + (R_1 + k_2) \cdot \left(\frac{dC}{dt} + \frac{1}{R} \right)}{C \cdot L} = \\ = \frac{I_o \cdot [R_1 \cdot R_3 \cdot \left(\frac{dC}{dt} + \frac{1}{R} \right) - R_2] + i_z \cdot (R_2 + R_3)}{\left(\frac{R_2 + R_3}{R_w} + 1 \right) \cdot C \cdot L} \end{aligned} \quad (33)$$

5. Wyniki badań modelowych

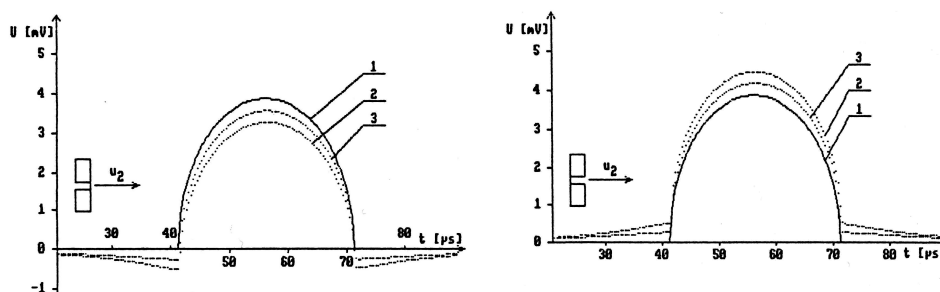
Przyjmując różne charaktery rozkładu ciśnienia, wartości szerokości l_1 przetwornika, pojemności C_o , rezystancji R_o czujnika, rezystancji uzupełniających mostka pomiarowego R_1, R_2, R_3 , współczynnika α_p , minimalnej grubości filmu smarnego h_m ($h_m = 1 \mu\text{m}$ i $h_m = 2 \mu\text{m}$) stałej dielektrycznej d_z , indukcyjności obwodu czujnika L , czasu t_H przejścia czujnika przez strefę styku o szerokości $2b$ ($t_H = 30 \mu\text{s}$ i $t_H = 60 \mu\text{s}$), prądu I_o lub napięcia U_o badano ich wpływ ilościowy i jakościowy na dokładność pomiarów.

W zrealizowanych obliczeniach przyjęto $i_a^* = i_a$ i $i_p^* = i_p$, gdyż zwykle $C_2/C_1 = 10 \div 30$.



Rys. 6. Wpływ pojemności podstawowej C_o na dokładność pomiaru ($dC/dt = 0$, $d_z = 0$):
a) zasilanie napięciowe ($U_o = \text{const}$), b) zasilanie prądowe ($I_o = \text{const}$). 1 – przebieg niezakłócony;
2 – $C_o = 1000 \text{ pF}$; 3 – $C_o = 3000 \text{ pF}$

Fig. 6. Effect of basic capacity C_o on the measurement accuracy ($dC/dt = 0$, $d_z = 0$):
a) voltage supply ($U_o = \text{const}$), b) current supply ($I_o = \text{const}$). 1 – undisturbed pattern;
2 – $C_o = 1000 \text{ pF}$; 3 – $C_o = 3000 \text{ pF}$

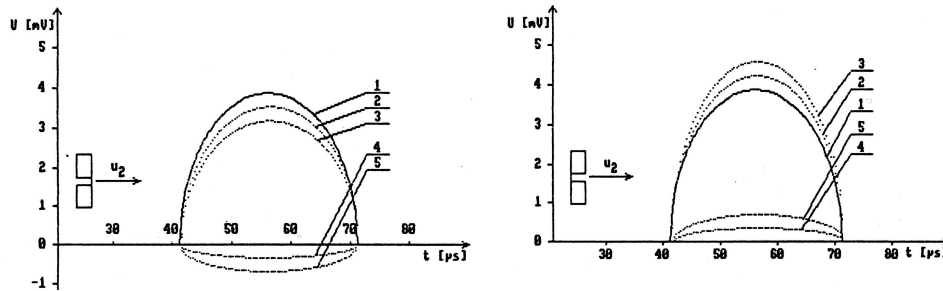


Rys. 7. Wpływ składowej zmiennej pojemności C_h na dokładność pomiaru ($C_o = 1 \text{ pF}$, $d_z = 0$):
1 – przebieg niezakłócony; 2 – $h_m = 1 \mu\text{m}$; 3 – $h_m = 2 \mu\text{m}$

Fig. 7. The effect of C_h variable capacity component on the measurement accuracy ($C_o = 1 \text{ pF}$, $d_z = 0$): 1 – undisturbed pattern; 2 – $h_m = 1 \mu\text{m}$; 3 – $h_m = 2 \mu\text{m}$

Za podstawę do porównania przyjmowano niezakłócony sygnał pomiarowy (napięcie U dla $C = 0$, $dC/dt = 0$, $L = 0$, $d_z = 0$ i $l_1 \ll 2b$ ($l_1/2b = 0.012$)), który jest proporcjonalny do ciśnienia p w strefie styku.

Przedstawiono tylko wybrane wyniki badań. Do obliczeń przyjęto: $2b = 0,36$ mm, $d_2 = 0,2$ μm , $p_{Hm} = 519,25$ MPa, $R_o = R_{1,2,3} = 1$ k Ω , $r = 40$ mm, $U_o = 2$ V, $(x_b - x_e) = 1,35$ mm, $\alpha_p = 0,15 \cdot 10^{-4}$ /MPa, $\epsilon_{o1} = 2,4$, $\epsilon_i = 4.5$. Pozostałe dane podano w podpisach pod rysunkami.



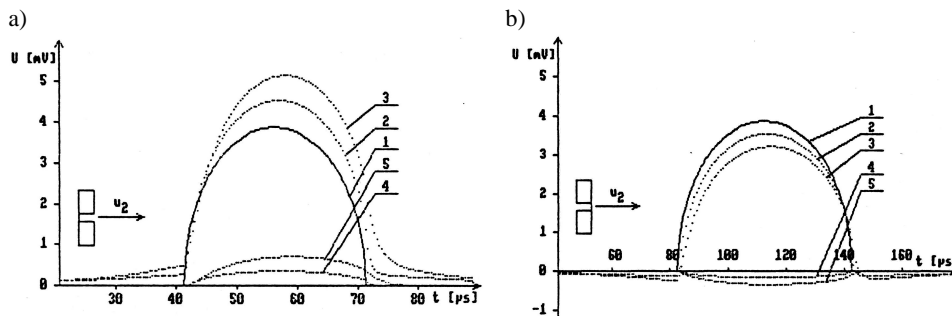
Rys. 8. Wpływ zjawiska piezoelektrycznego na dokładność pomiaru ($C_o = 10$ pF, $dC/dt = 0$):

1 – przebieg niezakłócony; 2, 4 – $d_z = 2,5 \cdot 10^{-14}$ C/N; 3, 5 – $d_z = 5 \cdot 10^{-14}$ C/N;

Fig. 8. Effect of piezoelectric phenomenon on the measurement accuracy ($C_o = 10$ pF, $dC/dt = 0$):

1 – undisturbed pattern; 2, 4 – $d_z = 2.5 \cdot 10^{-14}$ C/N; 3, 5 – $d_z = 5 \cdot 10^{-14}$ C/N;

4, 5 – $U_o = 0$



Rys. 9. Łączny wpływ pojemności i zjawiska piezoelektrycznego na dokładność pomiaru:

a) $t_p = 30$ μs , b) $t_p = 60$ μs . 1 – przebieg niezakłócony; 2, 4 – $C_o = 1000$ pF, $h_m = 2$ μm , $d_z = 2,5 \cdot 10^{-14}$ C/N; 3, 5 – $C_o = 3000$ pF, $h_m = 1$ μm , $d_z = 5 \cdot 10^{-14}$ C/N; 4, 5 – $U_o = 0$

Fig. 9. Total capacity and piezoelectric phenomenon effect on the measurement accuracy:

a) $t_p = 30$ μs , b) $t_p = 60$ μs . 1 – undisturbed pattern; 2, 4 – $C_o = 1000$ pF, $h_m = 2$ μm , $d_z = 2.5 \cdot 10^{-14}$ C/N; 3, 5 – $C_o = 3000$ pF, $h_m = 1$ μm , $d_z = 5 \cdot 10^{-14}$ C/N; 4, 5 – $U_o = 0$

Rysunki 6 do 9 przedstawiają wpływ zakłóceń pojemnościowych i piezoelektrycznych na dokładność pomiaru dla przypadku eliptycznego rozkładu ciśnienia (wg Hertza).

Z przeprowadzonych badań i przedstawionych wyników obliczeń wynika, że błąd pomiaru powodowany stałą pojemnością C_o jest tym mniejszy, im więk-

szy jest czas przejścia czujnika przez styk, im mniejsza jest wartość iloczynu $R_o \cdot C_o$ i wartości rezystancji uzupełniających $R_{1,2,3}$ mostka pomiarowego. Błąd ten jest również mniejszy przy zasilaniu napięciowym ($U_o = \text{const}$) niż przy zasilaniu prądowym ($I_o = \text{const}$) mostka pomiarowego.

Błąd pomiaru odniesiony do niezakłóconego pomiaru dla przypadku przedstawionego na rys. 6 dla $t_p = 30 \mu\text{s}$, $t = 45 \mu\text{s}$ i $C_o = 3000 \text{ pF}$ wynosi przykładowo około 28%. (Przy $t_p = 60 \mu\text{s}$ zmniejsza się do około 14%). Przy zasilaniu prądowym zwiększa się do 39%. Trzykrotne zmniejszenie C_o lub R_o zmniejsza ten błąd około dwukrotnie.

Pojemność czujnika powoduje, że sygnał wyjściowy jest opóźniony, a strefa styku pozornie się wydłuża, podobnie jak to ma miejsce przy badaniu wpływu stosunku $I_1/2b$.

Podobny wpływ jakościowy na wynik pomiaru ma zjawisko samoindukcji. Przy oszacowanej wartości indukcyjności obwodu czujnika $L_{\text{max}} = 5 \mu\text{H}$ wpływ tego zjawiska jest jednak pomijalny.

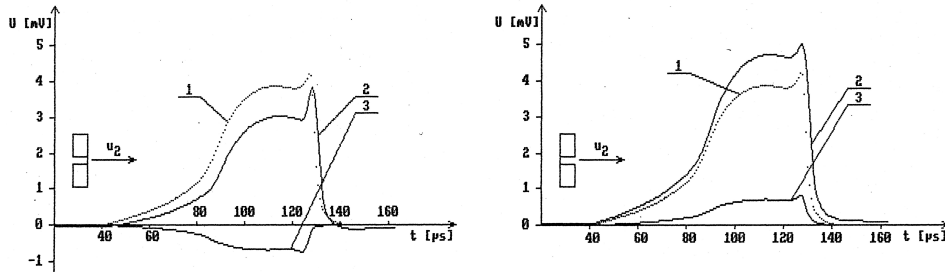
Błąd pomiaru powodowany zmianami pojemności (składowa C_h), jak również zjawiskiem piezoelektrycznym, zależy między innymi od geometrii przetwornika, głównie od usytuowania części aktywnej w stosunku do krawędzi przyłączy. Wynika to z faktu, że istotne zmiany pojemności lub obciążenia czujnika występują przy wchodzeniu lub wychodzeniu przyłączy przetwornika do lub ze styku. W przypadku przetwornika z częścią aktywną usytuowaną wzdłuż krawędzi przyłączy błąd pomiaru zależy więc od konfiguracji warstwy przetwornika względem strefy styku.

Błąd pomiaru powodowany zmianami pojemności dla przypadku przedstawionego na rys. 7 dla $h_m = 1 \mu\text{m}$ ($t_H = 30 \mu\text{s}$), odniesiony do wartości niezakłóconego sygnału pomiarowego w środku strefy styku, wynosi około 15%. Dwukrotne zwiększenie wartości t_H , h_m lub α_p względnie dwukrotne zmniejszenie wartości R_o powoduje w przybliżeniu dwukrotne zmniejszenie tak określonego błędu. Sposób zasilania mostka pomiarowego nie ma istotnego wpływu na błąd pomiaru w tym przypadku.

W przypadku zakłóceń pojemnościowych należy więc dążyć do zmniejszenia iloczynu $R_o \cdot C_o$, głównie kosztem C_o . Wprowadzenie do układu dodatkowych pojemności kompensacyjnych, jak to proponowano w pracy [13] prowadzi do zwiększenia błędu pomiaru.

W przypadku zakłóceń piezoelektrycznych (rys. 8) charakterystyczne jest występowanie sygnału pomiarowego bez zasilania układu pomiarowego ($U_o = 0$ lub $I_o = 0$). Błąd pomiaru w tym przypadku jest tym mniejszy, im dłuższy jest czas przejścia czujnika przez styk, im większa jest wartość współczynnika α_p oraz napięcia U_o lub prądu I_o zasilającego mostek pomiarowy oraz im mniejsza jest wartość współczynnika piezoelektrycznego d_z i rezystancji R_o czujnika. Dwukrotne zwiększenie wartości t_p , d_z , U_o (lub I_o) lub dwukrotne zmniejszenie wartości α_p i R_o ($R_{1,2,3}$) powoduje około dwukrotne zmniejszenie względnego błędu pomiaru.

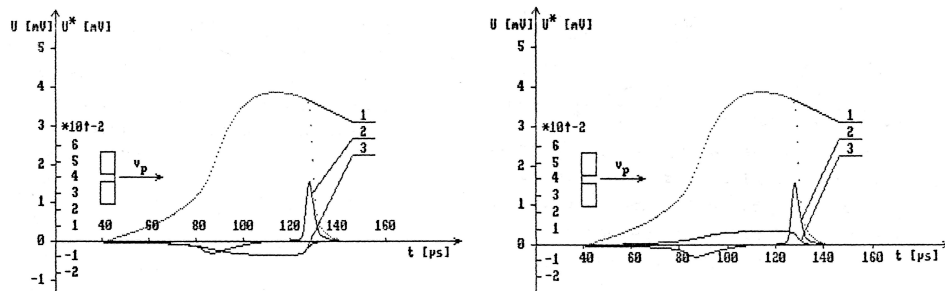
Nałożenie się zakłóceń pojemnościowych i piezoelektrycznych w przypadku rozpatrywanej geometrii przetwornika, krótkim czasie przejścia czujnika przez styk i niekorzystnych wartościach U_0 i α_p może być powodem znacznego błędu pomiaru zarówno w wartości, jak i formie rejestrowanego sygnału (rys. 9).



Rys. 10. Wpływ zmian pojemności i zjawiska piezoelektrycznego na charakter sygnału pomiarowego ($C_0 = 1000$ pF, $h_m = 2$ μm , $d_z = 5 \cdot 10^{-14}$ C/N; $i_z = f(t - t_{ps})$, $t_{ps} = 3$ μs); 1 – przebieg niezakłócony; 2 – przebieg zakłócony, 3 – $U_0 = 0$

Fig. 10. Effect of capacity and piezoelectric phenomenon on the character of measured signal ($C_0 = 1000$ pF, $h_m = 2$ μm , $d_z = 5 \cdot 10^{-14}$ C/N; $i_z = f(t - t_{ps})$, $t_{ps} = 3$ μs); 1 – undisturbed pattern; 2 – disturbed signal; 3 – $U_0 = 0$

Na rysunku 10 przedstawiono przebiegi napięcia wyjściowego z mostka przy zakłóceniach pojemnościowych i piezoelektrycznych dla przypadku zasilanego i nie zasilanego układu pomiarowego przy przyjęciu typowego dla warunków EHD rozkładu ciśnienia. W prezentowanym przypadku obliczeniowym przyjęto (symulacja) nieznaczne przyspieszenie ($t_{ps} = 3$ μs) sygnału wynikającego z efektu piezoelektrycznego w stosunku do sygnału wynikającego ze zmiany rezystancji ($i_z = f(t - t_{ps})$). W takim przypadku zakłócenie pomiaru, powodowane zjawiskiem piezoelektrycznym, przy badanym kształcie przetwornika, może istotnie zmienić charakter mierzonego ciśnienia.



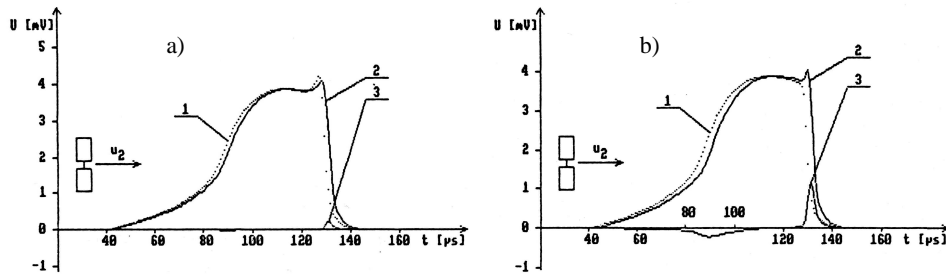
Rys 11. Przebiegi sygnałów wynikających ze zjawiska piezoelektrycznego: 1 – przebieg niezakłócony; 2 – sygnał z części aktywnej czujnika, 3 – sygnał z przyłączy; 2, 3 – $U_0 = 0$

Fig. 11. Signal pattern results from piezoelectric phenomenon: 1 – undisturbed pattern; 2 – signal from active part of transducer; 3 – signal from converter layers; 2, 3 – $U_0 = 0$

Na rysunku 11 przedstawiono przebiegi sygnałów U^* i U generowane bez zasilania układu pomiarowego odpowiednio na części aktywnej ($i_z \approx 0.5 i_a$) i na przyłączach ($i_z \approx i_p$), przy zadanym rozkładzie ciśnienia. Jak widać $U^* \ll U$, a charaktery obu sygnałów znacznie się różnią. Sygnał wynikający ze zjawiska piezoelektrycznego generowany na przyłączach jest proporcjonalny do mierzonego ciśnienia. Uwzględniając zależności (23, 30) mamy bowiem

$$i_p = d_z \cdot (l_5 - l_2) \cdot u_2 \cdot p(t) \quad (34)$$

To powoduje, że sygnały bez zasilania układu pomiarowego są podobne do charakteru mierzonego ciśnienia niezależnie od konfiguracji czujnika względem styku.



Rys. 12. Wpływ zmian pojemności i zjawiska piezoelektrycznego na dokładność pomiaru w przypadku przetwornika symetrycznego ($C_o = 1000$ pF, $h_m = 2$ μ m): a) $d_z = 5 \cdot 10^{-14}$ C/N; b) $d_z = 3 \cdot 10^{-12}$ C/N; 1 – przebieg niezakłócony; 2 – przebieg zakłócony; 3 – $U_o = 0$

Fig. 12. Effect of capacity variations and piezoelectric phenomenon on the measured accuracy for symmetric converter ($C_o = 1000$ pF, $h_m = 2$ μ m): a) $d_z = 5 \cdot 10^{-14}$ C/N; b) $d_z = 3 \cdot 10^{-12}$ C/N; 1 – undisturbed pattern; 2 – disturbed signal; 3 – $U_o = 0$

Na rysunku 12a przedstawiono natomiast przebiegi napięcia wyjściowego z mostka dla podobnego rozkładu ciśnienia z charakterystycznym pikiem ciśnienia u wylotu ze strefy styku, ale dla przetwornika z częścią aktywną pośrodku przyłączy (symetrycznego). Przy takiej geometrii przetwornika, gdzie część aktywna jest odsunięta od krawędzi przyłączy, zakłócenia powodowane zmienną pojemnością i zjawiskiem piezoelektrycznym mają już mały wpływ na mierzone ciśnienia (pomimo przyjęcia do obliczeń dużo większej wartości stałej piezoelektrycznej d_z niż w przypadkach poprzednich). Występują one bowiem głównie przy wchodzeniu i wychodzeniu krawędzi przyłączy ze styku, a więc poza obszarem mierzonego ciśnienia. Szerokość przyłączy l_3 musi być tylko dostatecznie duża.

Na rysunku 12 b przedstawiono podobny przypadek, lecz z ciśnieniem (niezakłócony sygnał pomiarowy) bez drugiego maksimum u wylotu i bardzo dużą wartością stałej piezoelektrycznej d_z . W takim przypadku, na zakłóconym sy-

gnale pomiarowym u wylotu ze strefy styku pojawiło się zakłócenie przypominające drugie maksimum ciśnienia. Zakłócenie o takim charakterze uzyskiwano też dla mniejszych wartości stałej piezoelektrycznej przy założeniu, że sygnał wynikający ze zjawiska piezoelektrycznego na części aktywnej przetwornika jest nieznacznie przyspieszony w czasie w stosunku do sygnału wynikającego ze zmiany rezystancji.

6. Wnioski

1. Zakłócenia pojemnościowe i piezoelektryczne występujące przy pomiarze ciśnienia czujnikiem cienkowarstwowym w styku EHD, przy niekorzystnej geometrii warstwy przetwornika, niekorzystnych jego parametrach i parametrach układu pomiarowego oraz krótkim czasie przejścia czujnika przez styk mogą mieć istotny wpływ na dokładność pomiaru (elementy te nie były dotąd dostatecznie doceniane),
2. Przetwornik z częścią aktywną odsuniętą od krawędzi przyłączy (np. pośrodku przyłączy) stanowi optymalną geometrię przetwornika ze względu na zakłócenia powodowane zjawiskiem piezoelektrycznym i zmianami pojemności czujnika,
3. Zmniejszenie rezystancji i pojemności czujnika oraz zwiększenie ciśnieniowego współczynnika zmiany rezystancji korzystnie wpływa na dokładność pomiaru,
4. Wpływ zakłóceń piezoelektrycznych można zmniejszyć zwiększając prąd płynący przez czujnik,
5. Ze względu na zakłócenia pojemnościowe i piezoelektryczne zasilanie napięciowe układu pomiarowego jest korzystniejsze od zasilania prądowego.

Praca wpłynęła do Redakcji 16.11.2007 r.

Literatura

- [1] Michalczewski R., Piekoszewski W., Szczerek M.: Wpływ rodzaju twardych cienkich powłok na charakterystyki tribologiczne modelowych węzłów tarcia. *Tribologia*, 5–2004, 171÷180.
- [2] Brecher C., Schlattmeier H., Bugiel C.: Reibungs und Temperaturverhalten PVD-beschichteter Wälzkontakte. *Tribologie und Schmierungsstechnik*, 52. Jahrgang, 5–2005, 7÷12.
- [3] Feliksiak Z., Szczerek M.: Metoda badania rozkładu ciśnienia w elastohydrodynamicznej warstwie smarnej. Praca doktorska, Politechnika Warszawska, 1981.
- [4] Sperrfechter T.: Keramische Bauteile im elastohydrodynamischen Kontakt. Diss., Universität Karlsruhe, 1998.
- [5] Dauber O.: Elastohydrodynamische Rollreibung in Stahl-Keramik-Kontakten. Diss., Universität Karlsruhe, 2001.
- [6] Holland J., Schwartze H., Buchheister C.: Kontaktauflösende Messung von Druck-, Temperatur- und Spaltweitenverlauf im EHD-Kontakten. *Tribologie + Schmierungsstechnik* 48, Jahrgang 5, 2001, 33÷37.

- [7] Jubault I., Mansot J.L., Vergne P., Mauyer D.: In-situ Pressure Measurements using Raman microspectroscopy in a rolling elastohydrodynamic contact. *Transaction of the ASME*, vol. 124, January 2002, 114+120.
- [8] Hofman S., Wilczek A.: Wpływ warstwy izolacyjnej czujnika cienkowarstwowego na dokładność pomiaru temperatury w styku elastohydrodynamicznym, *Zagadnienia Eksploatacji Maszyn*, Zeszyt 1 (61) 1985, 51+64.
- [9] Marginson, H.J., Sayles R.S., Olver A.V.: Limitations of thin film microtransducers in highly loaded contacts. *Tribology International*, vol. 28, No. 8, December 1995, 517+521.
- [10] Minara Y., Someta T.: Measurement of oil-film pressure in engine bearings using a thin-film sensor. *Tribology Transactions*, vol. 45, 2002, 1, 11+10.
- [11] Wilczek, A.: Wpływ konstrukcji czujnika cienkowarstwowego na dokładność pomiaru ciśnienia w elastohydrodynamicznej warstwie smarnej. *Praca doktorska, Politechnika Warszawska*, 1988.
- [12] Dowson D., Higginson G.R. *Elastohydrodynamic Lubrication*. Pergamon Press, London 1966.
- [13] Michaelis K., Simon M.: Überlegungen zur Widerstandsmessung mit Dunnschichtaufnehmern. *Antriebstechnik* 22, Nr 1, 41+45.

The influence of thin layer transducer construction on the accuracy pressure measurement in an EHD contact

S u m m a r y

An analysis was made for the construct of a thin layer based transducer which will be used to measure the pressure in EHD contact as well as a electrical circumferential and mathematical model was elaborated. In this model we distinguished the resistance of conducting layer of the converter, the capacitance of the layer to the substrate and the co-working element as well the circuit inductance. It was assumed that the isolation layers of the transducer exhibit a piezoelectric effect. The conducted research work demonstrated that for short transition times of the transducer by the contact zone, unacceptable layer shape of the converter and unacceptable parameters of the measuring system for the capacitive interference can have a reel effect on the obtained result.