

mgr inż. PIOTR KARKOSZKA

Przemysłowy Instytut

Automatyki i Pomiarów MERA-PIAP

Warszawa

CZUJNIKI W SAMOCHODOWYCH SYSTEMACH ZAPŁONOWYCH

W artykule dokonano przeglądu czujników i przetworników wielkości nieelektrycznych, które są lub mogą być zastosowane w elektronicznych samochodowych systemach sterowania i kontroli. Porównano ich właściwości i przeprowadzono krytyczną analizę ich przydatności w systemach mikroprocesorowych. Wskazano także możliwości technicznego rozwoju zaprezentowanych konstrukcji.

Mikroprocesory przyczyniły się do wielokrotnienia możliwości systemów elektronicznych w samochodach. Jednakże ich wprowadzenie do powszechnego użytku wywołało konieczność opracowania całej gamy czujników i przetworników zdolnych do efektywnej współpracy z układami cyfrowymi, spowodowało problem wyboru sygnałów nośnych najbardziej odpornych na zakłócenia, zmusiło do kompleksowego rozwiązania zagadnienia ochrony systemów elektronicznych przed oddziaływaniem wysokiej i szybkozmiennej temperatury, wilgotności, agresywności fizyczno-chemicznej otoczenia, przepięć i zakłóceń elektromagnetycznych, drgań i uderów mechanicznych.

Najgroźniejsze dla pracy systemów mikroprocesorowych są zakłócenia pojawiające się w instalacji elektrycznej pojazdu oraz pochodzące od pól elektromagnetycznych wytwarzanych przez układy zapłonowe, nadajniki radiowe i telewizyjne, linie energetyczne itp. Mogą one nakładać się na informację przenoszoną od czujników do mikroprocesora i od mikroprocesora do układów sterowania.

Zakłócenia te można podzielić w następujący sposób :

- zakłócenia zewnętrzne, generowane przez pola elektrostatyczne pojazdu i pola elektromagnetyczne otoczenia,
- zakłócenia wewnętrzne (w instalacji elektrycznej), między innymi:
 - zmiany napięcia zasilania dochodzące do 50% wartości znamionowej
 - przepięcia wywoływane odłączaniem:
 - odbiorników energii elektrycznej,
 - akumulatora podczas pracy obciążonego alternatora,
 - przepięcia spowodowane cyklicznym wyłączaniem i włączaniem:
 - zaworów wtryskiwaczy elektromagnetycznych,
 - obwodu pierwotnego cewki zapłonowej,
 - przepięcia powstające podczas:
 - wyłączania zasilania instalacji elektrycznej,
 - spawania części samochodowych za pomocą łuku elektrycznego,

Zapobieganie polega na stosowaniu układów antyprzebiegowych i antyprzeciążeniowych, stabilizowanych zasilaczy napięciowych i prądowych, filtrów cyfrowych oraz przewodów ekranowanych, którymi przesyła się informacje w obrębie systemu elektronicznego. Niebagatelne znaczenie ma tutaj dobór rodzaju sygnałów nośnych. Dotychczasowa praktyka wykazuje, że najodporniejszymi na zakłócenia sygnałami nośnymi są sygnały częstotliwościowe, następnie sygnały prądowe, zaś najbardziej podatne na zakłócenia są sygnały napięciowe. Warto zwrócić uwagę na fakt, że sygnały częstotliwościowe nie wymagają dodatkowego przetwarzania, o ile ich częstotliwość odpowiada zakresowi typowemu dla pracy systemów mikroprocesorowych, to jest nie przekracza 10 MHz.

Czujniki konstruowane z myślą o zastosowaniu w samochodowych systemach sterowania i kontroli powinny w miarę możliwości wytwarzać sygnał pomiarowy taki, jak używany sygnał nośny. Pozwala to zrezygnować z dodatkowych przetworników analogowo—analogowych czy analogowo—cyfrowych. Nowsze generacje czujników projektuje się właśnie pod kątem przyszłego zastosowania w systemach mikroprocesorowych. Ich charakterystyczne cechy są następujące:

- liniowe lub linearyzowane charakterystyki przetwarzania,
- kompensacja temperaturowa,
- zakres zmian sygnału wyjściowego dostosowany do zakresu wymaganego przez system,
- sygnały wyjściowe mają przeważnie postać cyfrową,
- dąży się do tego, aby zintegrowane czujniki (sensor + przetwornik normalizujący) przetwarzały mierzone wielkości na częstotliwość.

1. Czujniki przeznaczone do współpracy z adaptacyjnymi systemami zapłonu bez sprzężenia zwrotnego

1.1. Wprowadzenie

Sterowanie systemami zapłonowymi bez sprzężenia zwrotnego opiera się na pomiarach kilku lub kilkunastu wielkości o różnorodnym charakterze.

Najważniejsze z nich to:

- prędkość obrotowa,
- położenie katowe wału, w szczególności położenie odpowiadające GMP tłoków,
- wielkości określające przepływ powietrza dolotowego, w tym: kąt położenia przepustnicy powietrza,
- ciśnienie lub podciśnienie dolotowe, prędkość przepływu, natężenie przepływu
- wielkości określające przepływ paliwa,
- temperatura,
- skład mieszanki paliwowo—powietrznej,
- recyrkulacją spalin,
- wilgotność powietrza.

W dalszym ciągu zostaną omówione czujniki, które są lub mogą być w najbliższej przyszłości wykorzystywane w systemach zapłonowych bez sprzężenia zwrotnego t.j. czujniki prędkości obrotowej i położenia katowego wału, przepływu powietrza i paliwa, parametrów określających stan fizyczno—chemiczny powietrza, paliwa i ewentualnie mieszanki paliwowo—powietrznej.

1.2. Pomiar położenia katowego i prędkości obrotowej wału korbowego

1.2.1. Wymagane właściwości samochodowych czujników położenia i prędkości obrotowej wału

W rozwoju czujników prędkości i położenia wału można wyodrębnić etapy uzależnione od zmian w konstrukcji układu zapłonowego, a następnie od zmian w samej koncepcji zapłonu dla silników ZI. Pierwszym krokiem było ograniczenie roli przerywacza do sygnalizowania położenia wałka aparatu zapłonowego lub, mówiąc ściślej, do sygnalizowania regulowanego położenia krzywki przerywacza. Me-

chaniczne przerywanie prądu w obwodzie pierwotnym układu zapłonowego zastąpiono elektronicznym. Drugi krok polegał na całkowitym wyeliminowaniu przerywacza i zastąpieniu go czujnikiem prędkości obrotowej i położenia kąтового osadzonym w aparacie zapłonowym. Jednak radykalne zwiększenie dokładności pomiaru dało się uzyskać dopiero po zmianie samego miejsca pomiaru, przenosząc czujnik z wnętrza aparatu zapłonowego w pobliże koła zamachowego z osadzonym nań wieńcem zębą-
tym. Aczkolwiek na skutek drgań skrętnych wału i koła spowodowanych impulsowym charakterem oddziaływania spalanej i rozprężającej się w cylindrze mieszanki, występują błędy nakładające się na pomiar chwilowego położenia wału, ich wartość jest jednak o rząd mniejsza niż w przypadku pomiaru dokonywanego w aparacie zapłonowym. Zmiana miejsca pomiaru umożliwia określenie chwilowego położenia wału z błędem określonym przez zależność

$$\delta = \frac{360}{2c} \cdot \sigma_{OWK} \quad //$$

gdzie:

c — liczba zębów wieńca na kole zamachowym.

Ponadto pozwala dokładniej wyróżnić charakterystyczne położenia wału, zwykle oznaczone znacznikami GMP i przyspiesza wielokrotnie wykonywanie pomiaru prędkości obrotowej, co ma niebagatelne znaczenie z punktu widzenia użyteczności sygnałów w systemach mikroprocesorowych. Godny podkreślenia jest tu impulsowy, częstotliwościowy charakter wytwarzanego sygnału.

Obecnie stosuje się (lub podejmuje takie próby) następujące czujniki:

- reluktancyjne,
- magnetoindukcyjne z sensorami amorficznymi,
- Wieganda,
- hallotronowe,
- tranzystorowe,
- magnetorezystancyjne (gaussotronowe),
- indukcyjne (transformatorowe),
- optoelektroniczne,
- magnetomechaniczne (kontaktronowe).

Najlepsze są czujniki reluktancyjne, amorficzne i Wieganda. Podstawą takiego stwierdzenia są następujące ich zalety:

- nie wymagają one zasilania energią elektryczną,
- dostarczają silne impulsy, które nie wymagają praktycznie dodatkowego przetwarzania (wzmacniania, odkłócania, formowania itp),
- odznaczają się prostą konstrukcją,
- są odporne na zanieczyszczenia oraz na powolne i szybkie zmiany temperatury w zakresie $-40... +150^{\circ}\text{C}$.

Spśród pozostałych czujników najpraktyczniejsze wydają się tranzystory, hallotроны i gaussotроны, mniej praktyczne są czujniki transformatorowe i optoelektroniczne. Natomiast wyłączniki magnetomechaniczne ze względu na stosunkowo niską graniczną częstotliwość skutecznej pracy, mogą być stosowane tylko w aparatach zapłonowych.

1.2.2. Czujniki reluktancyjne

Są najlepiej sprawdzonymi czujnikami prędkości i położenia wału korbowego. Odznaczają się prostą budową i równie nieskomplikowanym sposobem działania. Wytwarzanie sygnału napięciowego zachodzi pod wpływem zmiany strumienia magnetycznego przepływającego przez rdzeń cewki czujnika. Strumień ten jest modulowany albo przez zmianę szerokości szczeliny powietrznej w obwodzie magnetycznym czujnika, albo przejściem magnesu pod czołem nabiegunnika. Źródłem pola magnetycznego

jest magnes trwały umieszczony najczęściej w czujniku, a modulacja strumienia dokonuje się poprzez zmianę szerokości szczeliny.

Siła elektromotoryczna indukcji generowana w cewce wynosi:

$$e_{ind} = -z \frac{d\psi}{dt} = -H_0 \cdot l_0 \cdot \frac{dr_\lambda}{dt} \quad /2/$$

gdzie:

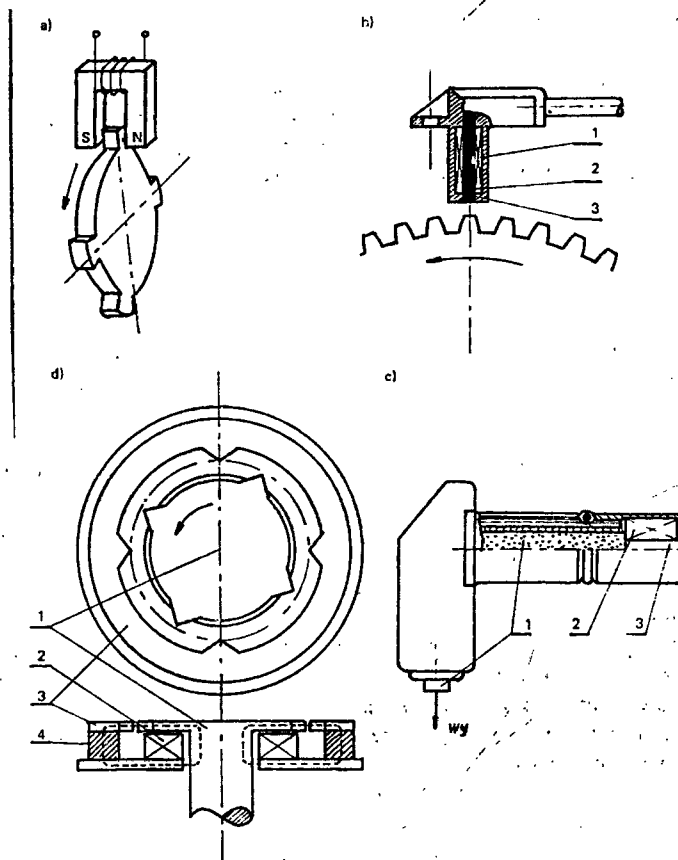
z — liczba zwojów solenoidalnej cewki czujnika,

$d\psi/dt$ — pochodna strumienia magnetycznego względem czasu

H_0 — natężenie pola magnetycznego w szczelinie powietrznej przy minimalnej szerokości,

l_0 — minimalna szerokość szczeliny powietrznej,

dr_λ/dt — pochodna reluktancji szczeliny względem czasu.



Rys. 1. Czujniki reluktancyjne: a — zasada działania

Amplituda impulsu zależy bezpośrednio od prędkości obrotowej silnika, co przesądza fakt, że czujnik nie określa statycznego położenia wału. Ponadto amplituda ta zależy od impedancji wewnętrznej cewki i obciążenia zewnętrznego. Przepływ prądu wywołanego napięciem według /2/ powoduje w czujniku spadek napięcia wyjściowego i opóźnia jego narastanie. Impuls napięciowy powinien być zatem podawany na wejścia pomiarowe o dużej impedancji. Drugą przyczyną fazowego opóźnienia generowanego impulsu są prądy wirowe indukujące się w elementach czujnika. Wzrost sumarycznych prądów wirowych jest proporcjonalny do kwadratu prędkości obrotowej. W przedstawionym na rysunku 1a czujniku opóźnienie sygnału liczone miarą położenia kąтового wału wzrasta o około 1° na przyrost prędkości obrotowej równy 1000 obr./min w zakresie 0...4000 obr./min.

Błąd pomiaru położenia kąтового czujnika współpracującego z kołem zamachowym nie przekracza $0,5^\circ$. Dokładność wyznaczania prędkości obrotowej, zależy przede wszystkim od stosowanego sposobu i od czasu zliczania.

Zasadę działania i konstrukcji czujników przeznaczonych do pracy w aparacie zapiłnowym lub współpracujących z wieńcem zębatym koła zamachowego ilustruje rysunek 1b.

1.2.3. Czujniki z sensorami amorficznymi

Sensory amorficzne wykonuje się z metalicznych taśm magnetycznych, których struktura wewnętrzna na skutek zastosowania specyficznej obróbki cieplnej jest bezpostaciowa. W trakcie wytwarzania tych taśm stosuje się wysoką szybkość chłodzenia, przez co niedopuszcza się do krystalicznego uporządkowania atomów. Szybkość chłodzenia, uzależniona od składu stopu, dochodzi do 10^8 K/s.

Najbardziej rozpowszechnioną metodą wytwarzania taśm amorficznych jest odlewania ciągłe. Składniki stopu miesza się w stanie ciekłym i doprowadza w formie stabilnej strugi do powierzchni szybko obracającego się metalowego bębna. Struga zetknąwszy się z powierzchnią ulega nagłemu schłodzeniu. Zestalona w taśmę o grubości 20...50 μm jest następnie odrzucana od bębna pod wpływem siły odśrodkowej. Regulując intensywność wytryskiwania strugi stopu, prędkość obwodową powierzchni bębna oraz ciśnienie i skład gazów w komorze odlewniczej można wstępnie kształtować właściwości uzyskiwanej taśmy.

Przypuszcza się, że w najbliższym czasie zostanie opracowana technologia ciągłego odlewania umożliwiająca wytwarzanie taśm o szerokości do 0,3 m z wydajnością do 75 ton na godzinę.

Ze względu na znakomite właściwości magnetyczne, między innymi małą koercję H_c , wąską pętlę histerezy, duże wartości indukcji nasycenia B_{sat} , wielkie wartości przenikalności względnej, materiały te powinny wejść niebawem do powszechnego użytku, wypierając stale transformatorowe i inne materiały magnetyczne. Rezystywność właściwa magnetyków amorficznych jest zdecydowanie większa od rezystywności permaloyu i supermaloyu. Porównania właściwości niektórych magnetyków dokonano w tablicy 1.

Taśmy amorficzne nadają się do zastosowania w pomiarowych przetwornikach siły, naprężenia, ciśnienia, momentu obrotowego oraz prędkości obrotowej i położenia kąтового. Spośród efektów magnetycznych wzmacnianych dzięki specyficznej technologii wytwarzania materiałów amorficznych najsilniejsze są: magnetostrykcyjny, Barkhausena (LB — Large Barkhausen Effect) oraz Mateucciego. Sensor Wieganda działa na nieco odmienną zasadzie, aczkolwiek wymienione efekty są w nim również wykorzystane jako podstawowe.

Efekt Mateucciego odkryty i przeanalizowany niedawno (pierwsze publikacje pojawiły się w latach 1980 — 83) polega na wyraźnym przemieszczaniu się szerokich domen magnetycznych (całych ścian sensora) względem siebie pod wpływem przyłożonego z zewnątrz pola. Wskutek tych przemieszczeń na końcach taśmy pojawia się napięcie o amplitudzie rzędu kilku miliwoltów.

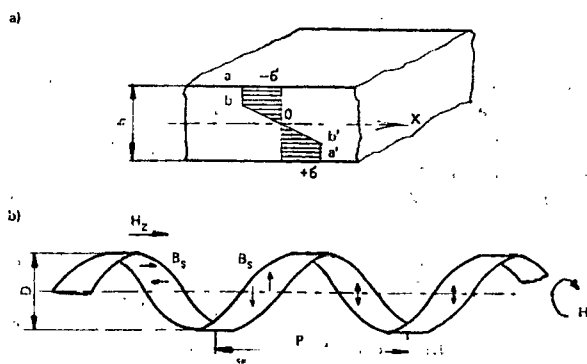
Sensor Mateucciego wytwarza się następująco: wyżarzoną i walcowaną taśmę skręca się w spiralę

Tablica 1

Porównanie właściwości niektórych materiałów magnetycznych

Materiał	Magnetyzacja M_s	Temperatura Curie T_c	Natężenie koercji H_c	Współczynnik magnetostrykcji λ_s	Rezystywność właściwa ρ
Stopy amorficzne					
	T	°C	A/m	10^{-6}	$\mu \Omega/m$
$Fe_{81}B_{13,5}Si_{3,5}C_2$	1,6...1,7	370	3,5	30	1,30
$Fe_{40}Ni_{40}P_{14}B_6$	0,8...0,85	520	0,6...0,8	11	1,54
$Co_{70,5}Fe_{4,5}Si_{15}B_{10}$	0,5...0,7	620	0,4...1,0	0	1,34
Stopy krystaliczne					
Permaloy-4-79-Mo $Ni_{79}Fe_{17}Mo_4$	0,7	430	1,2	2	0,6
Blacha krzemowa $Fe_{91}Si_8C_1$	20	730	12,2		0,47

i rozciąga z odpowiednią siłą. W strukturze taśmy powstają naprężenia o rozkładzie jak na rysunku 2.



Rys. 2. Taśma amorficzna: a) rozkład naprężeń wewnętrznych, b) model domenowy taśmy amorficznej po wprowadzeniu naprężeń.

W warstwach wewnętrznych, poniżej warstwy obojętnej, która nie ulega żadnym odkształceniom, występują naprężenia ściskające, natomiast w warstwach zewnętrznych naprężenia rozciągające. Można

wyróżnić następujące obszary naprężeń:

- a—b, a'—b', w których odkształcenia są nieodwracalne (plastyczne),
- b—b' — których odkształcenie jest sprężyste,
- warstwę obojętną.

Naprężenia te decydują o właściwościach magnetycznych wymienionych obszarów, między innymi o powstawaniu efektów związanych z magnetostrycją materiałów amorficznych.

Mechanizm wytwarzania impulsu napięciowego w sensorach Mateucciego wyjaśnia się następująco. Jeżeli osie łatwego magnesowania w ścianach są pod kątem 45° i -45° względem osi x (rys. 3) to po przyłożeniu zewnętrznego pola magnetycznego dwie ściany przesuwają się o 180° wzdłuż osi taśmy, jedna z kierunkiem przyłożonego pola, druga przeciwnie do tego kierunku, z prędkością:

$$v = \frac{dx}{dt} \quad /3/$$

Ponieważ:

$$\oint_l E_x dl = - \frac{d}{dt} \iint_S B_y ds \quad /4/$$

to:

$$e = \sqrt{2} B_s \cdot h \cdot N_w \cdot L \cdot v \quad /5/$$

gdzie:

E_x — natężenie pola elektrycznego w kierunku x,

l — droga całkowania jak na rysunku 4,

B_y — indukcja magnetyczna w kierunku y,

S — powierzchnia przenikania strumienia o indukcji B_y ,

e — siła elektromotoryczna indukcji,

B_s — indukcja magnetyczna w taśmie,

N_w — średnia liczba domen na jednostce długości,

h — grubość taśmy,

L — długość taśmy,

v — prędkość przesuwania się ścian.

Doświadczalnie mierzoną prędkość v określa wzór:

$$v = A (H - H_0) \quad /6/$$

gdzie:

H — natężenie pola zewnętrznego,

H_0 — natężenie pola przy $v = 0$,

$$A = 2 \frac{M_s}{\beta} \quad /7/$$

gdzie:

M_s — magnetyzacja,

β — współczynnik tłumienia ruchu domen spowodowanego relaksacją spinów i prądami wirowymi.

Ostatecznie:

$$e = \sqrt{2} B_s \cdot h \cdot N_w \cdot L \cdot A (H - H_0) \quad /8/$$

dla

$$H^x > H_0 \quad /9/$$

gdzie:

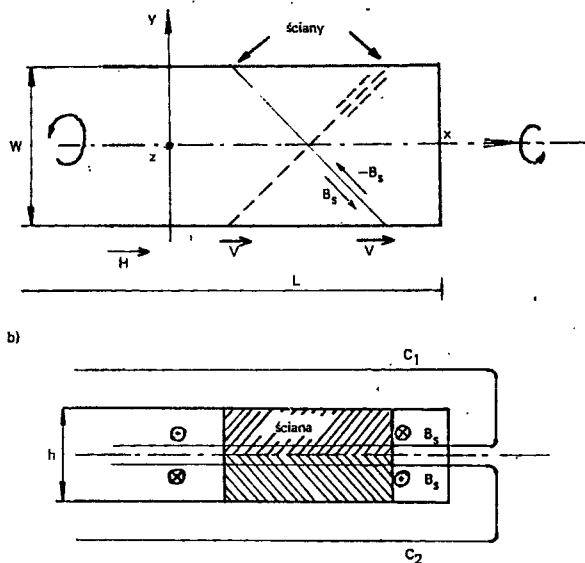
H^x — krytyczne natężenie pola powodujące odwracanie domen.

Wartość indukowanego na końcach taśmy napięcia osiągnąca 5 do 30 mV, zależnie od długości L , rośnie ze wzrostem parametru $\sqrt{\lambda_s \sigma}$

gdzie:

λ_s — współczynnik magnetostrykcji,

σ — naprężenia w taśmie.



Rys. 3. Model domenowy taśmy amorficznej, na podstawie którego wyjaśnia się efekt Mateucciego

W miarę możliwości dąży się do uzyskania jak największej różnicy $H^x - H_0$, co gwarantuje uzyskanie silnego impulsu napięcia. Zazwyczaj szerokość (20... 50 us) i amplituda impulsu nie zależą od częstotliwości odwracania pola magnetycznego. Graniczna częstotliwość wytwarzania impulsów dochodzi do 10... 25 kHz. Sygnał można pobierać zarówno z końców sensora jak i z nawiniętej nań cewki. W tym drugim przypadku generowane impulsy będą wielokrotnie silniejsze. Ze względu na niejednorodną strukturę domenową magnetyków amorficznych rozróżnia się cztery typy procesów magnesowania (rys.3).

a. W zakresie małych pól magnetycznych, gdzie magnesowanie następuje na drodze odwracalnych przesunięć o 180° ścian domen szerokich tj. dla:

$$H < 0,4 H_0$$

/10/

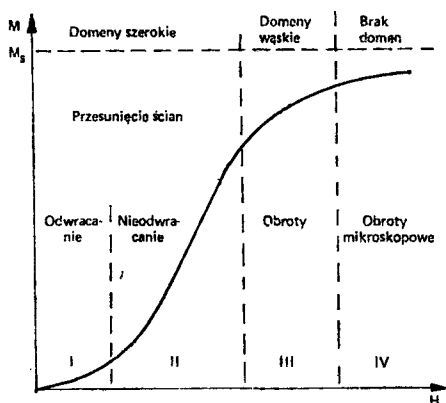
b. W zakresie dużych zmian pola magnetycznego, pod wpływem których następują nieodwracalne prze-

sunięcia o 180° ścian szerokich domen. Przesunięcia te mają charakter dużych skoków Barkhausena. Namagnesowaniu ulega większa część materiału, to jest dla:

$$0,4 H_C < H < 3 \dots 6 H_C \quad /11/$$

c. W zakresie zmian pola powyżej $3 \dots 6 H_C$, które wywołują magnesowanie obszarów wąskich domen na drodze przesunięć ścianek w domenach zamykających i obrotów magnetyzacji spontanicznej.

d. W zakresie bardzo dużych zmian pola, w którym próbka jest jednorodnie magnesowana w całej objętości.



Rys. 4. Rodzaje magnesowania — pierwotna krzywa magnesowania taśm amorficznych

Omawiane efekty magnetostrykcji LB—Effect, Mateucciego, dają znać o sobie pod wpływem pola o natężeniu $0,4 \dots 6 H_C$.

Wywołanie przemagnesowania sensora Mateucciego wymaga przyłożenia pola o natężeniu:

$H = 40 \dots 80 \text{ A/m}$ natomiast dla porównania, bardzo użytecznego sensora Wieganda — pola o natężeniu $H = 2400 \dots 3200 \text{ A/m}$. Warto podkreślić, że amplituda sygnału wyjściowego otrzymywanego z sensora Mateucciego nie zależy od natężenia przykładanego pola, natomiast amplituda impulsu generowanego przez element Wieganda zmienia się dość znacznie, gdy H rośnie lub maleje w granicach: $3200 \dots 8000 \text{ A/m}$.

1.2.4. Czujniki Wieganda

Sensory Wieganda składają się z dwóch elementów: pręta o miękkim magnetycznie rdzeniu i twardej magnetycznie otoczce oraz z nawiniętej nań ceweczki. Przemagnesowanie sensora podobnie jak poprzednio zachodzi pod wpływem odwracania kierunku pola magnetycznego. Zasada wytwarzania impulsu jest następująca. W stanie spoczynkowym, przy braku zewnętrznego pola, orientacja magnetyczna rdzenia i otoczki jest jednakowa. Pojawienie się zewnętrznego pola o przeciwnej biegunowości magnetycznej powoduje praktycznie skokowe przemagnesowanie rdzenia. W konsekwencji linie pola wytwarzanego przez otoczkę będą zamykać się nie przez powietrze, jak w stanie wyjściowym, ale przez rdzeń. Przemagnesowanie rdzenia spowoduje wygenerowanie w cewce napięcia indukcji. Powrót do stanu spoczynkowego jest możliwy poprzez wzbudzenie pola o przeciwnej biegunowości niż biegunowość przemagnesowanego rdzenia.

Opisaną właściwość pręt Wieganda uzyskuje po wprowadzeniu do jego struktury naprężeń wewnętrznych. Godną podkreślenia cechą tych sensorów jest wytwarzanie impulsów o amplitudzie niezależnej od prędkości obrotowej i odznaczających się stałą szerokością 20 ... 25 μ s.

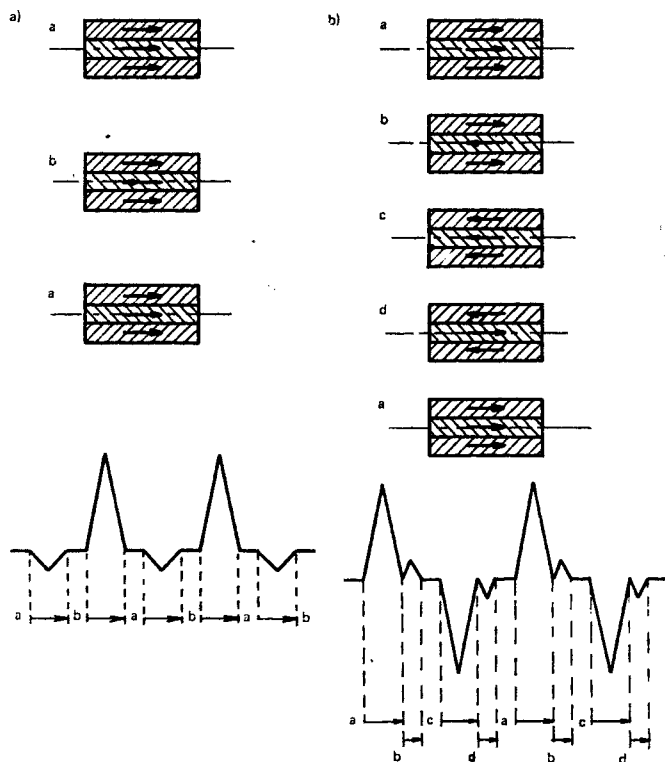
Zasadniczo wykonuje się dwa rodzaje sensorów Wieganda (symetryczne i niesymetryczne) w trzech modułach scharakteryzowanych w tabelicy 2.

Tablica 2

Charakterystyka modułów Wieganda wytwarzanych przez firmę Echlin

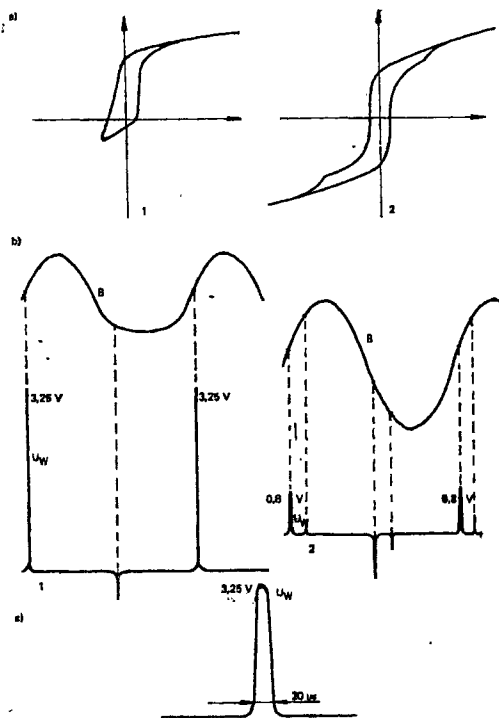
	Długość mm	Średnica mm	Liczba zwojów	Napięcie rozwar- tej cewki V	Napięcie obciążonej cewki Z=1000 V
Moduł 1	15	0,25	1300	2,5	7,7
Moduł 2	30	0,25	1800	3,25	2,7
Moduł 3	40	0,30	2400	7,0	4,2

Materiał używany do wytwarzania modułów Wieganda należy do serii stopów typu Vicalloy. Jego skład: $\text{Co}_{52}\text{V}_{10}\text{Fe}_{38}$. Materiał o strukturze krystalicznej.

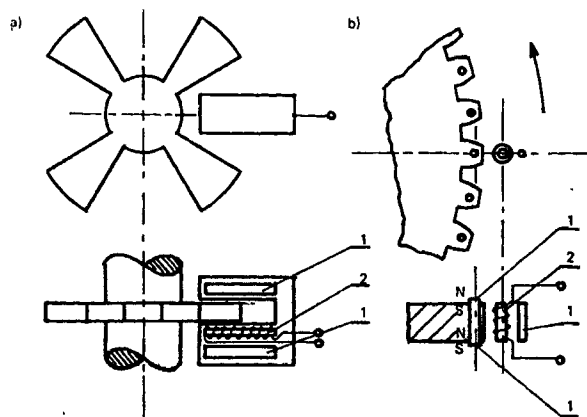


Rys. 5. Zasada generowania impulsów przez czujnik Wieganda: a) czujnik asymetryczny, b) czujnik symetryczny

Sposoby generowania impulsów tych sensorów wyjaśniono na rysunku 5. Niektóre właściwości czujników Wieganda przedstawiono na rysunku 6, a ideę ich wykorzystania na rysunku 7.



Rys. 6. Charakterystyki sensorów Wieganda: 1 — czujnik asymetryczny, 2 — czujnik symetryczny, a) pętle histerezy; 1 — czujnik asymetryczny, 2 — czujnik symetryczny, b) generowane przebiegi: 1 — czujnik asymetryczny, 2 — czujnik symetryczny, c) kształt pojedynczego impulsu



Rys. 7. Idea konstrukcji czujnika Wieganda: a) czujnik aparatu zafonowego: 1 — magnesy trwałe, 2 — element Wieganda z cewką, b) czujnik współpracujący z kołem zamachowym silnika: 1 — magnesy trwałe, 2 — element Wieganda z cewką.

1.2.5. Czujniki hallotronowe

Sygnał napięciowy generowany przez element Halla jest proporcjonalny do wartości indukcji pola magnetycznego przenikającego ten element. Jeśli jest on zorientowany prostopadle do linii sił pola, wówczas napięcie Halla wyniesie:

$$U_H = R_H \frac{I \cdot B}{d} = \text{const } B \quad /12/$$

gdzie:

R_H — rezystancja elementu Halla,

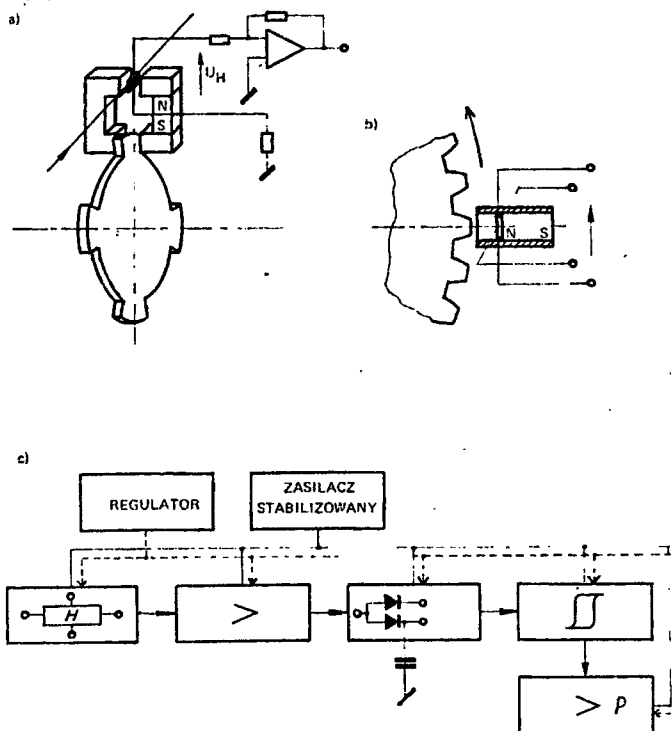
I — prąd płynący między parą elektrod $x - x$,

B — indukcja magnetyczna zewnętrznego pola,

d — grubość płytki,

U_H — napięcie na elektrodach $y - y$.

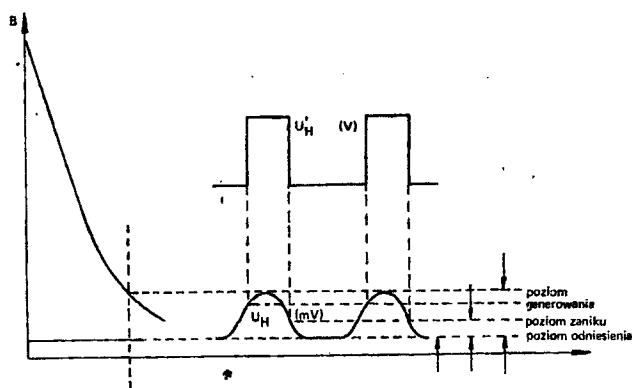
Zmianę indukcji B przenikającej element Halla wywołuje się najczęściej przez zmianę reluktancji szczeliny powietrznej (patrz rysunek 8).



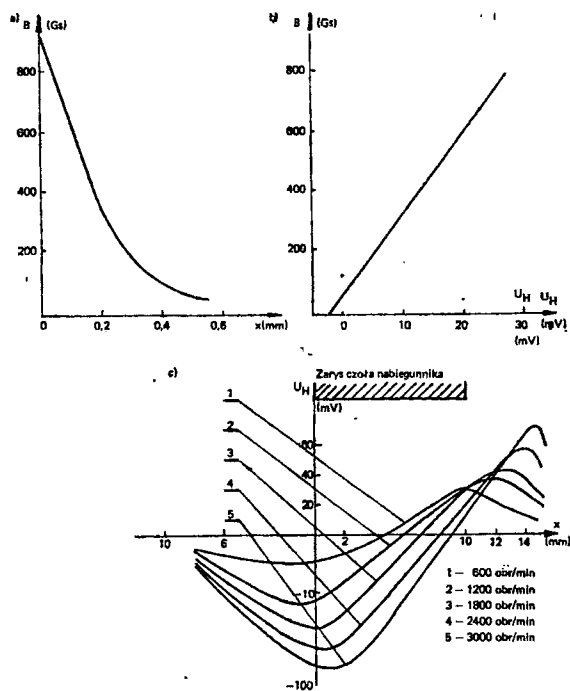
Rys. 8. Czujnik hallotronowy: a) zasada działania czujnika aparatu zapłonowego, b) zasada działania czujnika wadu korbowego, c) schemat blokowy zintegrowanego czujnika Halla

Typowa konfiguracja zintegrowanego czujnika Halla jest przedstawiona na rys. 8., natomiast generowane przez ten układ sygnały, pierwotny i wyjściowy, pokazano na rysunku 9. Charakter zmian amplitudy napięcia U_H w zależności od szerokości minimalnej szczeliny powietrznej jest zgodny z wykresem na rysunku 10. Należy zwrócić uwagę na znaczne opóźnianie generowanego sygnału spowodowane prą-

dami wirowymi wznieczanymi w elementach czujnika. Charakter opóźnienia związany z wypieraniem pola magnetycznego ze szczeliny przedstawia rysunek 10.



Rys. 9. Zasada generowania impulsów napięciowych w zintegrowanym czujniku Halla



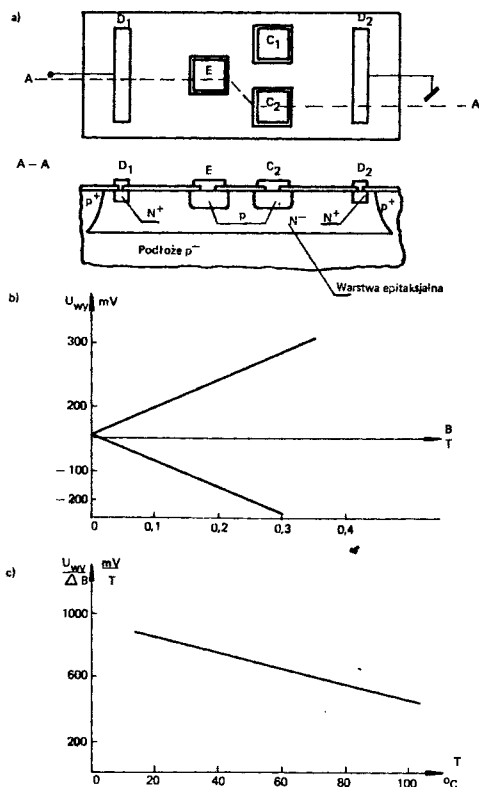
Rys. 10. Charakterystyki elementów Halla: a) wpływ szerokości szczeliny powietrznej na czułość elementu Halla, b) charakterystyka przetwarzania, c) wpływ prądów wirowych na przebieg zmian napięcia Halla we współrzędnej przestrzennej x

Omówiony w [3] zintegrowany czujnik DELTA-PHI działa w dosyć szerokim zakresie zmian regulowanej szerokości szczelin powietrznych występujących na drodze strumienia magnetycznego. Jest zdolny do prawidłowej pracy przy zasilaniu napięciem 4,5... 16 V w temperaturze $-40 \dots +125^{\circ}\text{C}$. Minimalna prędkość obrotowa wału mierzona z zadowalającą dokładnością wynosi 5 obr/min. Dokładność pomiaru kąтового położenia wału w dopuszczalnym zakresie temperatury pracy dla koła zamachowego o średnicy 160 mm wynosi $0,3^{\circ}$. Amplituda impulsu nie zależy praktycznie od prędkości obrotowej. Czujnik jest w stanie wykryć statyczne położenie wału.

Niestety pomimo wszystkich wymienionych zalet czujnik nadal odznacza się niską trwałością. Gwarantuje jedynie 1000 godzin nieprzerwanej pracy w samochodzie.

1.2.6. Czujniki tranzystorowe

Wydaje się, że hallotrony można z powodzeniem zastąpić czujnikami tranzystorowymi. Na przykład tranzystor polowy, którego prąd odcięcia I_{DS} jest podatny na wpływ natężenia pola magnetycznego, dostarcza impulsy o kilkakrotnie większej amplitudzie i generuje szumy termiczne o niższym poziomie. Ciekawe rozwiązanie przedstawiono w [39]. Ideę konstrukcji tranzystora dwukolektorowego pokazano na rysunku 11. Zasada działania polega na tym, że zmiana strumienia magnetycznego przenikającego strukturę tranzystora zakłóca ustalony początkowo rozpląt prądów kolektorowych.



Rys. 11. Czujnik tranzystorowy: a) konstrukcja tranzystora, b) charakterystyka przetwarzania, c) temperaturowa charakterystyka czułości

Różnica prądów kolektorowych wynosi wówczas:

$$I_{wy} = |I_{c1} - I_{c2}| \quad /13/$$

Różnica napięć kolektorowych przy założeniu, że:

$$R_{c1} = R_{c2} \quad /14/$$

wynosi:

$$\Delta U_{wy} = |U_{c1} - U_{c2}| \quad /15/$$

Prądową czułość względną tranzystora wyraża wzór:

$$\gamma_{Iw} = \Delta I_{wy}(B) : I_{co} \cdot \Delta B \quad /16/$$

gdzie:

ΔB — zmiana wartości indukcji pola magnetycznego,

I_{co} — prąd kolektorów przy $B = 0$.

Bezwzględna czułość prądową określa wyrażenie:

$$\gamma_{Ib} \approx \frac{q\mu}{2kT} D \cdot E \quad /17/$$

gdzie:

q — ładunek elektronu,

μ — ilość elektronów i dziur w obszarze N,

k — stała Boltzmanna,

T — temperatura bezwzględna,

D — kolektorowa stała rozdzielania,

E — natężenie pola elektrycznego między elektrodami D1 — D2.

Po uwzględnieniu /16/ i zależności:

$$E \approx 8k \cdot T / qd \cdot s \quad /18/$$

gdzie:

$s \approx 1$,

d — odstęp między emiterem a kolektorami,

absolutną czułość prądową można wyrazić wzorem:

$$\gamma_{Ib} = \Delta I_{wy}(B) : \Delta B = I_{co} \cdot \gamma_{Iw} \quad /19/$$

natomiast czułość napięciową wzorem:

$$\gamma_b = \frac{\Delta V_{wy}}{\Delta B} = R_c \cdot \gamma_{Ib} \quad /20/$$

gdzie:

$$R_c = R_{c1} = R_{c2}$$

Charakterystyka przetwarzania i temperaturowa czułość napięciowa tranzystora dla warunków:
 $U_z = 10 \text{ V}$, $R_c = 27 \text{ k}\Omega$, $I_c = 100 \mu\text{A}$ została przedstawiona na rysunku 11.

1.2.7. Czujniki magnetorezystancyjne

Do wytwarzania tego rodzaju czujników wykorzystuje się elementy, których rezystancja zależy od indukcji B pola magnetycznego. Zależność tę opisują równania:

$$R = R_0 (1 + \lambda B^p), \quad \frac{\Delta R}{R_0} = \lambda B^p \quad /21/$$

R_0 — rezystancja przy $B = 0$,

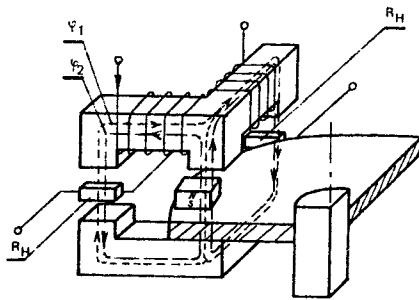
λ — współczynnik magnetorezystancji,

p — wykładnik zależny od B i kształtu elementu, zwykle przyjmuje się:

$p = 1$ — silne pole magnetyczne,

$p = 2$ — słabe pole magnetyczne.

Elementy magnetorezystancyjne pracują zazwyczaj w układzie mostka Wheatstone'a. Zasada generowania impulsu pomiarowego jest przedstawiona na rysunku 12.



Rys. 12. Czujnik magnetorezystancyjny — zasada działania

Zmiana rezystancji całkowitej użytych elementów zachodząca pod wpływem zbliżenia magnesu lub zmniejszenia reluktancji szczeliny wyniesie:

$$R = 4 \lambda R_0 B_0 \Delta B; \quad p = 2 \quad /22/$$

B_0 — indukcja pola wytwarzanego przez cewkę lub magnes trwały w szczelinach z magnetorezystorami,
 ΔB — zmiana indukcji pod wpływem przemieszczenia się ruchomego magnesu lub płytki z materiałów magnetycznych w szczelinie czujnikowej.

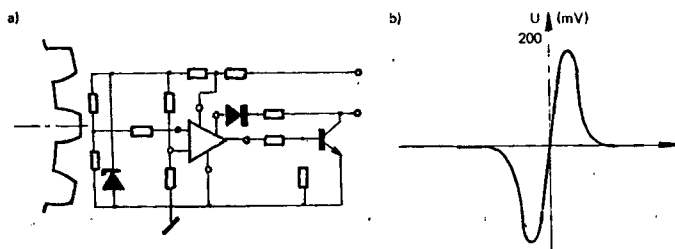
Amplituda napięcia generowanego przez czujnik osiągnie wartość:

$$U_{wy} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_0 \quad /23/$$

U_0 — napięcie odniesienia podane na drugą przekątną mostka.

Kształt impulsu podany na rysunku 13 zależy oczywiście od charakteru zmian strumienia magnetycznego. Łączenie sensorów magnetorezystancyjnych w układ mostka Wheatstone'a pozwala zwiększyć amplitudę generowanych impulsów oraz zapewnia kompensację temperaturową pomiaru. Sy-

gnął napięciowy nie zależy praktycznie od prędkości obrotowej, o ile zapewni się dostateczne wytłumienie prądów wirowych. Czujnik wykrywa statyczne położenie wału korbowego. Praktyczna realizacja zintegrowanego czujnika magnetorezystancyjnego została przedstawiona rys. 13.

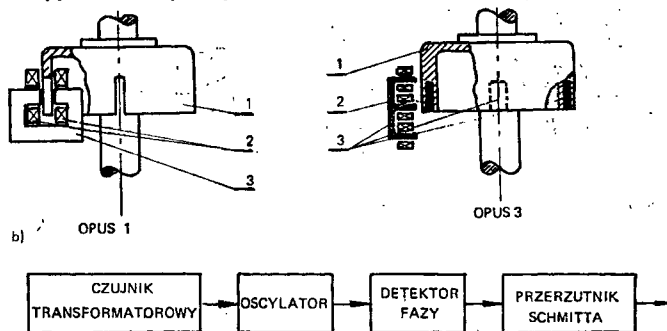


Rys. 13. Czujnik magnetorezystancyjny: a) schemat układu formowania sygnału napięciowego, b) przebieg sygnału napięciowego

1.2.8. Czujniki transformatorowe

W czujnikach tych wykorzystuje się wpływ zmian szczeliny powietrznej na zmianę reaktancji. Sygnałem wyjściowym są wzbudzone lub zanikające oscylacje w obwodzie szeregowego rezonansu RLC. W systemie OPUS 1 [1] oscylacje powstają podczas największego zbliżenia występów do nabiegunków rdzenia transformatorowego /rys. 14/. W systemie OPUS 3 oscylacje utrzymuje się nieprzerwanie. Zbliżenie występów powoduje jedynie zwiększenie amplitudy drgań. Otrzymywany sygnał napięciowy służy do wyzwalania przerzutnika monostabilnego. Idea systemu jest przedstawiona na rysunku 14.

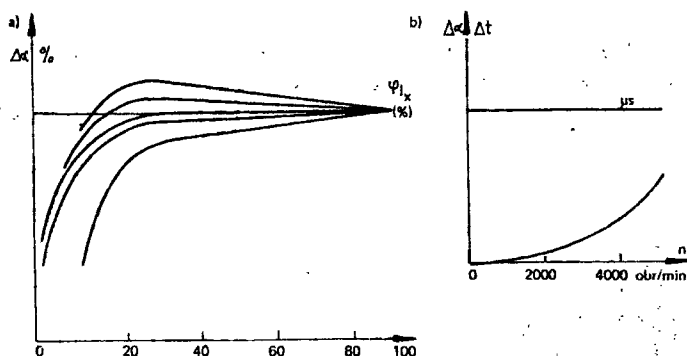
Czujniki te pozwalają określić statyczne położenie wału. Przeznaczone są do współpracy z aparatami zapłonowymi.



Rys. 14. Czujnik transformatorowy – a) konstrukcja: OPUS 1: 1 – kubek metalowy, 2 – cewki, 3 – rdzeń magnetyczny, OPUS 3: 1 – kubek z tworzywa, 2 – rdzeń magnetyczny z cewkami, 3 – wkładki ferrytowe, b) schemat blokowy układu generującego sygnał napięciowy

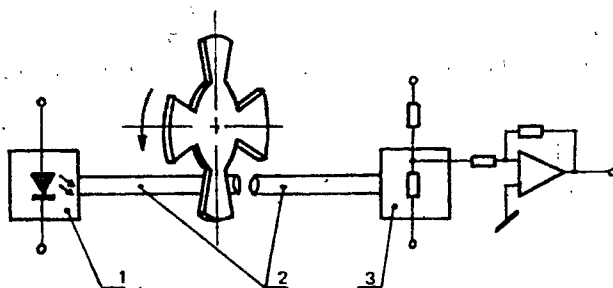
1.2.9. Czujniki optoelektroniczne

Zasada działania czujników optoelektronicznych polega na modulacji strumienia świetlnego za pomocą na przykład tarczy z wycięciami. Przerywanie strumienia świetlnego padającego na fotodiody, fototranzystory lub fotooporniki wywołuje impulsową zmianę wartości odpowiednich parametrów elektrycznych, między innymi rezystancji wewnętrznej, prądu, napięcia itp., które mogą być wykorzystane do formowania impulsów. Zasadę generowania impulsów przedstawiono na rysunku 15.



Rys. 15. Czujnik optoelektroniczny — zasada działania, 1 — dioda luminescencyjna, 2 — światłowody, 3 — fotoelement

Czujniki te są podatne na zanieczyszczenia osadzające się na powierzchni źródła i odbiornika światła. Źródła te i fotoelementy z konieczności nie tworzą ze sobą integralnej całości w rozumieniu typowych przyrządów optoelektronicznych. Ograniczenie wpływu zanieczyszczeń uzyskuje się przez hermetyzację miejsca pomiarowego i zastosowanie światłowodów. Wpływ zanieczyszczeń, napięcia zasilania, zużycia fotoelementów na wartość emitowanego strumienia światła a tym samym na błąd pomiarowy kąтового położenia wału przedstawiono na rysunku 16.



Rys. 16 — a) charakterystyka eksploatacyjna, b) charakterystyka opóźnienia fazowego sygnału

Czujniki umożliwiają wykrycie statycznego położenia wału. Opóźnienie impulsów zależy przede wszystkim od właściwości samych fotoelementów i wynosi zwykle 10 ... 50 μs . Nadają się praktycznie do montowania w aparatach zapłonowych.

1.2.10. Podsumowanie

Porównanie właściwości czujników położenia kąowego i prędkości wału dokonano w tablicy 3. Zaprezentowane czujniki mogą realizować jednocześnie dwa pomiary. Jednakże ze względu na konieczność niezawodnego rozróżniania impulsów zliczanych w trakcie pomiaru prędkości od impulsów GMP i znaczników synchronizujących zazwyczaj korzysta się z dwóch oddzielnych czujników.

Znaczniki na kole zamachowym wykonuje się przez odcinanie fragmentów zęba wieńca rozrusznika,

Tablica 3

Porównanie właściwości czujników położenia kąowego i prędkości obrotowej wału korbowego

Czujnik	Stan zaawansowania	Zasilanie	Sygnał statycznego położenia	Amplituda	Stosunek sygnał szum	Zakres temperatury pracy °C	Przetwarzanie sygnału
Reluktancyjny	Produkcja	—	—	V	duży	— 70 ... 150	—
Wieganda	Produkcja	—	+	V	b. duży	— 196 ... 175	—
Hallotronowy	Produkcja	+	+	V	mały	— 40 ... 125	+
Tranzystorowy	Produkcja	+	+	V	średni	— 40 ... 125	+
Gausotronowy	Produkcja	+	+	V	średni	— 40 ... 150	+
Indukcyjny	Produkcja	+	+	V	średni	— 70 ... 140	+
Optoelektroniczny	Produkcja	+	+	mV	mały	— 40 ... 125	+
Wyłącznik magnet.	Prototyp	—	+	V	duży	— 70 ... 150	—
Amorficzny	Badania	—	+	V	b. duży	— 70 ... 200	—

+ — konieczne, jest,

— — zbędne, brak

mocowanie kołków, nanoszenie zezwojów zwartych na fragmenty występów. Ostatni sposób pozwala wykorzystać jeden czujnik do mierzenia prędkości i położenia wału jednocześnie. W momencie przejścia znacznika — zezwoju zwartego — impuls nie będzie wygenerowany.

1.3. Pomiary przepływu powietrza

1.3.1. Porównanie metod określania przepływu powietrza

Rozpowszechnionym sposobem określania napełnienia cylindrów jest pomiar podciśnienia dolotowego. Najprostsza metoda polega na pomiarze kąta przepustnicy powietrza, jednak najbardziej użyteczny jest pomiar prędkości lub natężenia przepływu, które to wielkości dzieli się następnie przez prędkość obrotową. Ostatnie dwie metody zaczęto stosować niedawno, głównie w mikroprocesorowych systemach sterujących wtryskiem paliwa.

W tablicy 4 a) zestawiono wielkości charakteryzujące przepływ i stan fizyczny powietrza dolotowego, uwzględniając różne spotykane sposoby modyfikacji przepływu. Natomiast w tablicy 4 b) podano praktyczną przydatność wymienionych metod określania przepływu powietrza w różnych wersjach sterowanego i korygowanego dolotu.

Poniżej analizuje się przyczyny ograniczeń przy korzystaniu z tych metod.

Tablica 4 a)

Zbiór wielkości charakteryzujących przepływ i stan fizyczny powietrza dolotowego

Lp	Oznaczenie	Nazwa	Uwagi
1	α_p	Kąt otwarcia przepustnicy powietrza dolotowego	Określa wymuszenie stosowane przez kierowcę. Pomiar nie uwzględnia wpływu: drożności dolotu, prędkości obrotowej, temperatury powietrza i jego bezwładności, zmian kątów rozrządu zaworowego, recyrkulacji i dławienia spalin.
2	p_p	Cisnienie powietrza dolotowego	Pomiar nie uwzględnia wpływu: bezwładności powietrza, zmian kątów rozrządu zaworowego, dławienia i recyrkulacji spalin.
3	v_p	Prędkość przepływu powietrza dolotowego	Nie uwzględnia wpływu temperatury. Określenie napełnienia cylindrów na podstawie wielkości v_p/n .
4	$v_p \rho_p$	Gęstość strumienia przepływu powietrza dolotowego	Uwzględnia wpływ wszystkich praktycznie czynników wpływających na napełnienie cylindrów. Określenie wielkości napełniania na podstawie $v_p \rho_p/n$.
5	ρ_p	Gęstość powietrza dolotowego	
6	α_0	Kąt otwarcia zaworu dolotowego przed GMP	
7	β_0	Kąt otwarcia zaworu wylotowego przed DMP	
8	α_z	Kąt zamknięcia zaworu dolotowego za DMP	
9	β_z	Kąt zamknięcia zaworu wylotowego za GMP	
10	θ_p	Temperatura powietrza dolotowego	
11	k_r	Współczynnik recyrkulacji spalin	
12	$a\%$	Wilgotność względna powietrza dolotowego	
13	k_{sj}	Współczynnik określający stopień jonizacji powietrza dolotowego.	

Tablica 4 b)

Ocena użyteczności alternatywnych metod określania przepływu powietrza dolotowego w różnych systemach wspomaganego i korygowanego dolotu powietrza w silnika ZI.

Sposoby modyfikacji przepływu powietrza	Wersje pomiarów					Wymagane korekcje w:
	α_p	Δp	p_p	v_p/n	$v_p \rho_p/n$	
1	2	3	4	5	6	7
Doładowanie niesterowane	—	—	+	+	+	2, 3, 4
Doładowanie sterowane	—	—	+	+	+	2, 3, 4
Recyrkulacja spalin	—	—	—	+	+	2, 3,
Dławienie odpływu spalin	—	—	—	+	+	2, 3,

c.d. tablicy 4 b)

1	2	3	4	5	6	7
Podgrzewanie powietrza	—	—	—	—	+	2, 3, 4,
Dodawanie gazów łatwopalnych	—	—	—	+	+	2, 3,
Nie modyfikowany dołot powietrza	+	+	+	+	+	2, 3, 4

+ — wielkość wykorzystywana dla określenia przepływu powietrza

— — wielkość nie nadająca się do bezpośredniego wykorzystania

Zależność między napełnieniem cylindrów, a otwarciem przepustnicy powietrza nie jest liniowa.

Efektywny przekrój poprzeczny regulowany przepustnicą, opisuje z pewnym przybliżeniem wzór:

$$S_e = S_0 + (S_m - S_0) \cdot (1 - \cos \alpha_p) \quad /24/$$

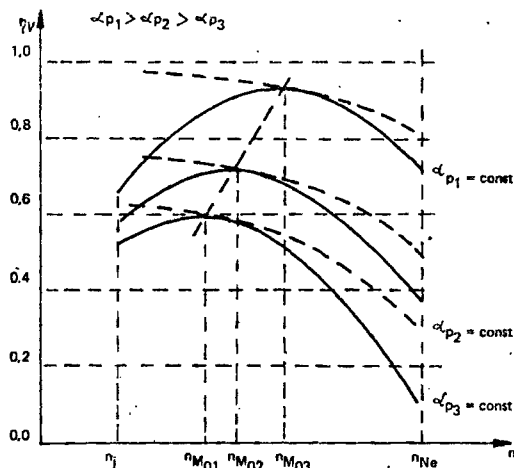
gdzie:

S_m — maksymalny przekrój efektywny przy całkowitym otwarciu przepustnicy powietrza,

S_0 — przekrój minimalny charakterystyczny dla stanu jałowego silnika,

α_p — kąt otwarcia przepustnicy powietrza.

Określając napełnienie na podstawie kąta α_p należy liczyć się z błędami spowodowanymi nieuwzględnieniem zależności napełnienia od prędkości obrotowej (rys. 17), wpływu pogarszającej się drożności dołotu powietrza, którą wywołuje głównie zanieczyszczenie filtru, oraz brakiem reakcji na charakter przepływu powietrza czy na zmieniającą się pod wpływem temperatury i wysokości nad poziomem morza jego gęstość.



———— charakterystyki napełnienia cylindrów zdejmowane przy stałych kątach rozrządu zaworowego

- - - - charakterystyki napełnienia cylindrów skorygowane zmiennymi kątami rozrządu zaworowego

Rys. 17. Charakterystyki napełnienia cylindrów dla różnych kątów otwarcia przepustnicy powietrza — dołot samoistny powietrza

Pomiar przestaje być wiarygodny po wprowadzeniu każdej z wielu możliwych modyfikacji zasilania, między innymi polegających na:

- wspomaganiem dociecia powietrza realizowanym przez turbodoładowanie lub doładowanie dynamiczne typu COMPREX,
- korekcie dolotu za pomocą sterowanych kątów rozrządu zaworowego,
- recyrkulacji i dławieniu przepływu spalin,
- dodatkowym zasilaniu gazami łatwopalnymi,
- podgrzewaniu powietrza,
- odłączaniu cylindrów niedociążonego silnika.

Wartość ciśnienia dolotowego p_p lub podciśnienia dolotowego Δ_p pozwala dokładniej określić napełnienie cylindrów. Można przyjąć z niewielką precyzją, że pomiędzy ciśnieniem czy podciśnieniem, a napełnieniem cylindrów η istnieje zależność liniowa. Niewątpliwie jest to, że można wyznaczyć jednoznaczny charakterystykę przebiegu tej zależności. Nie w każdym przypadku jednak pomiar dostarcza wiarygodnych danych.

W silnikach ZI, gdzie przepływ powietrza reguluje się przepustnicą, zmniejszanie dławienia przepływu wywołuje za nią wzrost ciśnienia (spadek podciśnienia). Gwoli ścisłości podciśnienie określa się wzorem:

$$\Delta_p = p_{atm} - p_p$$

Uwzględniając wpływ kształtu charakterystyk napełnienia w funkcji prędkości obrotowej można przyjąć, że zależność $\alpha_p - p_p$ lub $\alpha_p - \Delta_p$, a tym samym zależność $p_p - \eta$ jest jednoznaczna. Przyjęcie takiego założenia powoduje oczywiście pominięcie błędu wnoszonego przez bezwładność powietrza znajdującego się w kanale dolotowym. Bezwładność ta przy wysokiej prędkości obrotowej przyczynia się w dość znacznym stopniu do obniżenia rzeczywistego napełnienia cylindrów.

Każda modyfikacja przepływu powietrza dolotowego począwszy od turbodoładowania, skończywszy na podgrzewaniu niweczy charakter wymienionych zależności. Dławienie wypływu spalin spowoduje, że ich część pozostanie w cylindrze. Zassana porcja powietrza będzie mniejsza niż bez dławienia. Skutkiem jest obniżenie intensywności przepływu w kanale dolotowym, a więc wzrost ciśnienia p_p . Otrzymany z przetwornika ciśnienia lub podciśnienia sygnał będzie odpowiadał większemu niż w rzeczywistości otwarciu przepustnicy powietrza. Identyczny efekt wywoła recyrkulacja spalin i dodatkowe zasilanie gazami łatwopalnymi.

Podgrzewanie powietrza dolotowego zmniejsza jego gęstość. Przetworniki ciśnienia nie reagują na tego rodzaju zmiany. Otrzymany sygnał będzie tak jak poprzednio zawyżony w stosunku do rzeczywistego napełnienia cylindrów. Podobnie ma się rzecz w przypadku wyłączenia poszczególnych cylindrów, gdy silnik pracuje pod zbyt małym obciążeniem.

Jeśli zastosować jedną z form wspomaganego dolotu powietrza, celowość użycia przetworników ciśnienia i podciśnienia, zwłaszcza tych ostatnich, stanie się problematyczna.

Określając przepływ powietrza na podstawie pomiaru p_p lub Δ_p można liczyć się z błędami spowodowanymi bezwładnością powietrza w zakresie dużych wartości prędkości obrotowej i charakterem przepływu. Przetworniki te w przeciwieństwie do czujników położenia przepustnicy reagują na pogarszającą się drożność kanału dolotowego. Dokładne określenie rzeczywistego napełnienia cylindrów powietrzem może być dokonane jedynie na podstawie pomiaru ilości pobieranego powietrza. Fakt, że pomiar ten nie był wykorzystywany we wcześniejszych systemach zapłonowych, można wyjaśnić historią rozwoju silników ZI i ich osprzętu. W silnikach tych nadal dominuje zasilanie gaźnikowe, w którym przepływ paliwa jest wymuszany bezpośrednim fizycznym oddziaływaniem strumienia przepływającego powietrza dolotowego. Natomiast kątem wyprzedzenia zapłonu steruje się dzięki zastosowaniu regulatora odśrodkowego i podciśnieniowego. Regulatory te umożliwiają najprostsze, mechaniczne przetworzenie

wartości sterujących na żądane dodatkowe przemieszczenie kątowne krzywki przerywacza. Dodatkowym utrudnieniem adaptacji przetworników przepływu jest szeroki zakres zmian prędkości obrotowej i natężenia przepływu powietrza podczas pracy silnika oraz pulsacyjny charakter przepływu wynikający ze sposobu napełniania cylindrów. Należąca to problemy związane z wzorcowaniem, linearyzacją charakterystyk przetwarzania, zapewnieniem dostatecznej dokładności pomiaru w całym dwudekadowym zakresie zmian przepływu (tabl. 5). Należy stwierdzić, że rozwój samochodowych przetworników przepływu jest związany przede wszystkim z ewolucją systemów wtryskowego zasilania paliwem, ponieważ nie zachodzi w nich bezpośrednie oddziaływanie między strumieniem powietrza a strugą paliwa.

Tablica 5

Porównanie wymagań metrologicznych dla różnych koncepcji pomiaru przepływu powietrza

Wielkość	Zakres zmian	Stosunek wartości maksymalnej do minimalnej	Wymagany błąd względny odniesiony do granicznych wartości zakresu zmian		Uwagi
			min %	max %	
p_p (atm)	0,4 ... 1,0	2,5	2	0,8	Turbodoładowanie
p_p (atm)	0,4 ... 1,5	3,75	2	0,5	
v_p (m/s)	2,0 ... 60,0	30	2	0,06	Samochody osobowe
$v_p \cdot \xi_p \cdot S$ (kg/s)	$\begin{cases} 10^{-3} \dots 0,03 \\ 0,01 \dots 0,3 \end{cases}$	$\begin{cases} 30 \\ 30 \end{cases}$	$\begin{cases} 2 \\ 2 \end{cases}$	$\begin{cases} 0,06 \\ 0,06 \end{cases}$	
					Samochody ciężarowe

Wyjątki stanowią nieliczne układy sterowane mechanicznie, takie jak K-Jetronic, D-Jetronic, ale i w nich trzeba odwoływać się do pośrednictwa mechanicznych elementów regulacyjnych. Zalety pomiarów prędkości v_p i gęstości przepływu $v_p \rho_p$ wynikają z faktu, że po odniesieniu tych wielkości do prędkości obrotowej silnika otrzymuje się sygnały wprost proporcjonalne do napełnienia cylindrów. Nie muszą być one już korygowane nawet wówczas, gdy stosuje się jedną z wymienionych wcześniej modyfikacji dolotu.

1.3.2. Pomiar kątownego położenia przepustnicy powietrza

Pomiar kąta α_p wykonuje się za pomocą potencjometru sprzęgniętego mechanicznie z osią kłapy przepustnicy lub rzadziej z pedałem gazu. Charakterystyka przetwarzania potencjometru jest liniowa. Liniość zapewnia kształt ścieżki oporowej. Czujnik umożliwia ponadto określenie szybkości otwierania przepustnicy, co bywa wykorzystane przez systemy zapłonu do korekcji wyprzedzenia podczas gwałtownego zwiększania prędkości obrotowej lub obciążenia. W praktyce nie spotyka się innych czujników mierzących położenie przepustnicy.

1.3.3. Pomiar ciśnienia i podciśnienia powietrza dolotowego

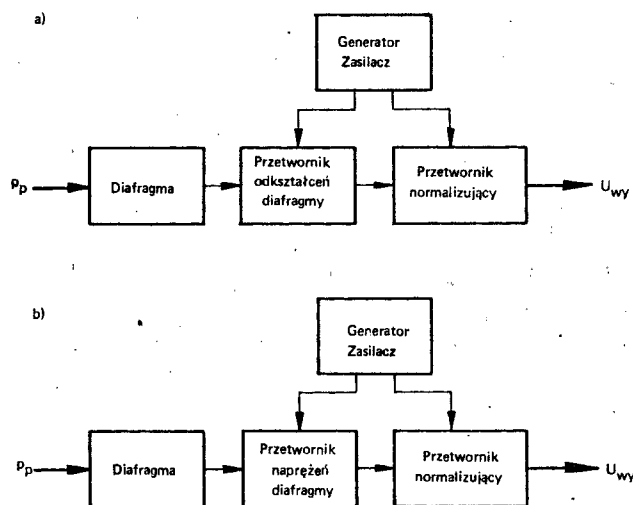
○ Klasyfikacja metod przetwarzania ciśnienia na wartości elektryczne

Anaroidowe przetworniki ciśnienia współpracujące z klasycznymi układami zapłonowymi odznaczają się stosunkowo małą czułością i dużą niestabilnością charakterystyki przetwarzania i dlatego nie nadają się praktycznie do użytku w elektronicznych systemach zapłonu. Co prawda czyni się próby ich dostosowania do nowych wymagań dyktowanych przede wszystkim przez mikroprocesorowe systemy

wtrysku i zapłonu, ale rezultaty są dalekie od pożądanych.

Zasadą każdej omówionej w niniejszym rozdziale metody pomiaru ciśnienia jest bezpośrednie przetwarzanie odkształcenia diafragmy (membrany lub aneroidu) na wartość o żądanym charakterze. Zależnie od wartości odkształcenia wywołanego parciem powietrza w kanale dolotowym, wykorzystuje się zmiany przemieszczenia elementów sprzęgniętych mechanicznie z membraną czy aneroidem, albo zmiany parametrów właściwości fizycznych materiału diafragmy między innymi zmiany naprężeń mechanicznych, gęstości, odkształceń w strukturze krystalicznej, właściwości akustycznych itp.

Przytoczone obydwie rodzaje metod przetwarzania są realizowane w układach, których schematy blokowe przedstawiono na rysunku 18.



Rys. 18. Strukturalne schematy przetworników ciśnienia: a) schemat przetwornika mierzącego wartość odkształcenia aneroidu lub membrany, b) schemat przetwornika reagującego na zmiany właściwości fizycznych diafragmy.

Analizowane dalej metody przetwarzania zestawiono w tablicy 6.

Tablica 6

Metody przetwarzania ciśnienia na wartości elektryczne

Metoda przetwarzania	Przetwornik
1	2
Przetwarzanie ciśnienia na reaktancję indukcyjną $p_p \rightarrow X_L$	Przetwornik aneroidowy z liniowym transformatorem różnicowym zasilanym napięciem o stałej częstotliwości rzędu 10 kHz. Przetwornik diafragmowy z liniową cewką zasilaną napięciem rzędu 10 kHz. Reluktancyjny, diafragmowy czujnik z liniowym transformatorem różnicowym zasilanym napięciem o stałej częstotliwości rzędu 1 MHz.

c.d. tabl. 6

1	2
Przetwarzanie ciśnienia na reaktancję pojemnościowy $p_p \rightarrow X_C$	Pojemnościowy przetwornik diafragmowy zasilany napięciem o stałej częstotliwości rzędu 100 kHz.
Przetwarzanie ciśnienia na rezystancję $p_p \rightarrow R; \quad R = f[\zeta(p_p)]$	Naprężno—rezystancyjny przetwornik o diafragmie krzemowej z wdyfundowanymi lub implantowanymi piezorezystancjami. Hybrydowy, naprężno—rezystancyjny przetwornik z diafragmą metalową, z rezystancjami złoto—germanowymi wykonanymi metodą fotolitografii.
Przetwarzanie ciśnienia na prędkość fali akustycznej $p_p \rightarrow v_f; \quad v_f = f[\zeta(p_p)]$	Ultradźwiękowy przetwornik z diafragmą krzemową, z generatorami i odbiornikami powierzchniowej fali akustycznej o stałej częstotliwości.
Przetwarzanie ciśnienia na ładunek elektryczny $p_p \rightarrow Q \rightarrow U; \quad Q = f[\zeta(p_p)]$	Piezoelektryczny przetwornik ciśnienia 6naprężenie mechaniczne w strukturze diafragmy

Wszystkie wymienione przetworniki służą praktycznie do pomiaru chwilowych wartości ciśnienia dołotowego. Zatem ze względu na pulsacyjny charakter przepływu powietrza należy uzyskiwany sygnał uśredniać. Częstotliwość rezonansu mechanicznego przetworników winna być kilkakrotnie większa od największej częstotliwości pulsacji przepływu, która na przykład dla czterosuwowych silników ZI o czterech cylindrach, rozwijających maksymalną prędkość obrotową 6000 obr/min zmienia się w granicach 0... 100 Hz.

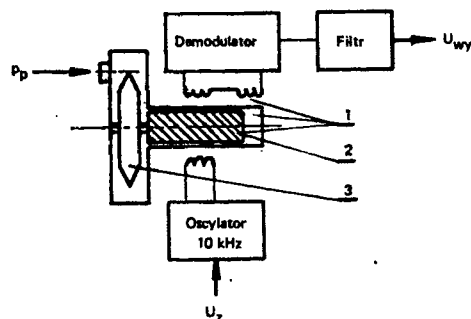
- Przetworniki reagujące na wartość odkształcenia elementu sensorowego
- Przetwarzanie ciśnienia na reaktancję indukcyjną

Przetwornikiem ciśnienia, który najwcześniej znalazł zastosowanie w technice samochodowej jest przetwornik aneroidowy. Dostosowanie go do pracy w elektronicznych systemach zapłonu i wtrysku polega na dodaniu doń liniowego transformatora różnicowego zasilanego przemiennym napięciem o częstotliwości rzędu 10 kHz. Odkształcenie aneroidu powoduje przesunięcie rdzenia transformatora, a przez to zmianę sprzężenia indukcyjnego między uzwojeniami. Otrzymywany sygnał jest następnie demodulowany, filtrowany, uśredniany i przetworzony na napięcie stałe. Dzięki odpowiedniej konstrukcji transformator odznacza się liniową charakterystyką przetwarzania praktycznie w całym zakresie zmian ciśnienia p_p . Idea przetwornika jest pokazana na rysunku 19.

Przetworniki aneroidowe stanowiące modyfikację tradycyjnych podciśnieniowych regulatorów wyprzedzenia zapłonu nie stanowią rozwiązania konkurencyjnego dla pozostałych konstrukcji, głównie ze względu na znaczne koszty wytwarzania i małą dokładność.

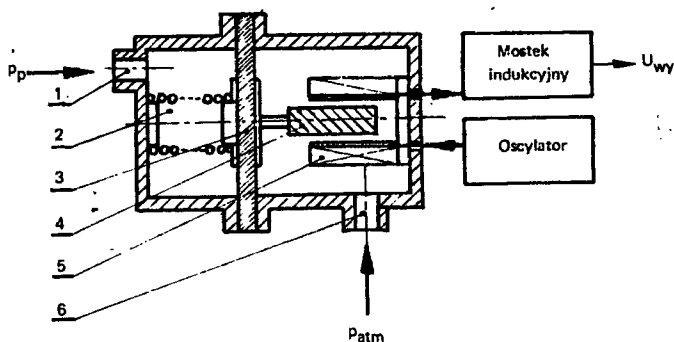
Odmianą opisanego przetwornika z transformatorem jest membranowy przetwornik z liniową cewką różnicową, którą również zasila się napięciem przemiennym o częstotliwości około 10 kHz. Zmiana reaktancji następuje pod wpływem przemieszczenia się ferromagnetycznego rdzenia we wnętrzu cewki. Elastyczna membrana poddana działaniu ciśnienia odkształcając się ścisła sprężynę, której sprężystość decyduje o kształcie charakterystyki przetwarzania. Sprężyna ogranicza ruchy membrany i w dużym stopniu wpływa na liniowość związku między sygnałem wyjściowym a ciśnieniem. Sygnał napięciowy uzyskiwany na zaciskach mostka indukcyjnego, zwykle proporcjonalny do reaktancji X_L , jest demodu-

lowany, uśredniany i przetwarzany na napięcie stałe, może być także podany na wejście układu przetwarzającego amplitudę na czas.



Rys. 19. Aneroidowy przetwornik ciśnienia z liniowym transformatorem różnicowym: 1 – transformator, 2 – ruchomy rdzeń ferromagnetyczny, 3 – aneroid

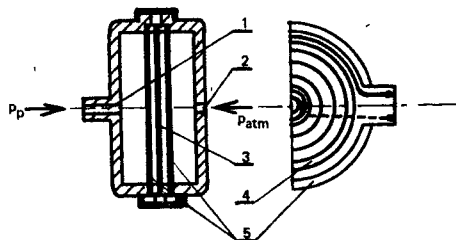
Idea przetwornika z liniową cewką różnicową jest przedstawiona na rysunku 20.



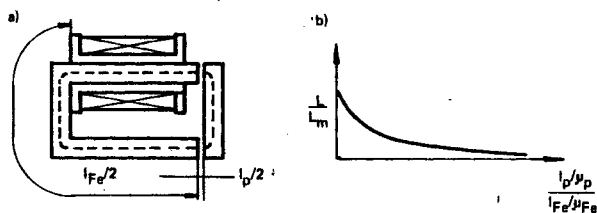
Rys. 20. Membranowy przetwornik ciśnienia z liniową cewką różnicową: 1 – wlot powietrza z kanału dolotowego, 2 – sprężyna, 3 – membrana, 4 – rdzeń ferromagnetyczny, 5 – cewka, 6 – wlot powietrza atmosferycznego

Wydaje się, że najlepszą konstrukcją spośród przetworników typu odkształcenie – reaktancja indukcyjna zaprezentowano w publikacji [16]. Jest to przetwornik membranowy z różnicowym transformatorem liniowym wykonany w postaci dwóch nieodkształcalnych krążków, na które naniesiono dwa planarne uzwojenia platynowe. Sprężenie pomiędzy tymi uzwojeniami uzależniono od wielkości odkształcenia membrany poddanej oddziaływaniu ciśnień: atmosferycznego i panującego w kanale dolotowym. Konstrukcja przetwornika jest pokazana na rysunku 21.

Zasada przetwarzania przemieszczenia membrany na sygnał napięciowy jest następująca. Ścieżki platynowe stanowią gałęzie mostka indukcyjnego. Ich indukcyjność jest wyrażona wyprowadzonym



Rys. 21. Membranowy przetwornik ciśnienia z liniowym planarnym transformatorem różnicowym: 1 – wlot powietrza z kanału dolotowego, 2 – wlot powietrza atmosferycznego, 3 – membrana, 4 – ścieżka platynowa, 5 – płytka nieodkształcalna stanowiąca podłoże ścieżek platynowych



Rys. 22. Schemat zastępczy obwodu magnetycznego pojedynczej cewki planarnej: a) obwód magnetyczny, b) wpływ zmian reluktancji szczeliny powietrznej na zmianę indukcyjności pojedynczej cewki

na podstawie rysunku 22 wzorem:

$$L = \mu_0 z^2 \frac{A}{l_p (\mu_p + l_{Fe}) \mu_{Fe}} \quad /25/$$

gdzie:

μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni,

z – liczba zwojów,

l_p – długość szczeliny powietrznej,

l_{Fe} – długość elementu magnetycznego (grubość krążka i membrany)

μ_p – względna przenikalność magnetyczna powietrza,

μ_{Fe} – względna przenikalność magnetyczna krążka,

A – powierzchnia uśrednionego przekroju drogi strumienia magnetycznego.

Odkształcenie membrany wywołuje zmianę indukcyjności L zgodnie z zależnością:

$$\frac{L}{L_{\max}} = \frac{1}{1 + \frac{l_p/\mu_p}{l_{Fe}/\mu_{Fe}}} \quad /26/$$

gdzie:

$L_{\max}$ – wartość indukcyjności odpowiadająca maksymalnemu możliwemu zbliżeniu membrany do cewki planarnej.

Jeśli mostek zasilic napięciem sinusoidalnym:

$$\mu = U_m \sin \omega t, \quad f_0 = 1 \text{ MHz} \quad /27/$$

to napięcie niezrównoważenia mostka wyniesie:

$$U_D \approx \frac{U}{2K} \cdot \frac{l_p}{l_0} \cdot \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{R}{\omega l_0}\right)^2\right] \cdot \left[1 - \left(\frac{l_p}{K l_0}\right)^2\right]} \quad /28/$$

przy czym:

$$K = 1 + \frac{l_{Fe}}{2\mu_{Fe} l_0} \quad /29/$$

$$l_p = f(p_p) = \frac{3}{16} \cdot p_p \cdot \frac{1 - \mu^2}{E} \cdot \frac{r}{h^3}; \quad /30/$$

gdzie:

l_0 — odległość spoczynkowa środka membrany od płaszczyzny symetrii cewek planarnych,
 l_p — przemieszczenie środka membrany względem położenia spoczynkowego spowodowane oddziaływaniem różnicy ciśnień Δp ,

p_p — ciśnienie powietrza w kanale dolotowym,

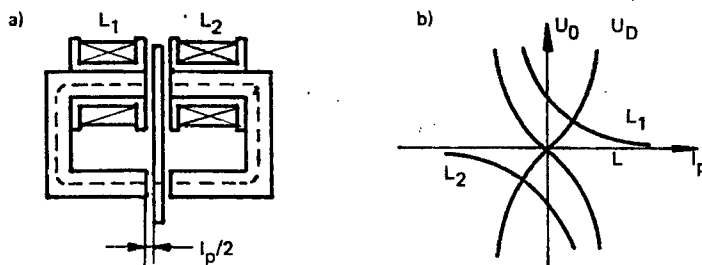
μ — współczynnik kontrakcji membrany,

E — moduł sprężystości,

r — promień membrany,

h — grubość membrany.

Schemat zastępczy obwodu magnetycznego przetwornika będący podstawą przytoczonych obliczeń jest przedstawiony na rysunku 23 a), natomiast przebieg wypadkowych zmian indukcyjności podano na rysunku 23 b).



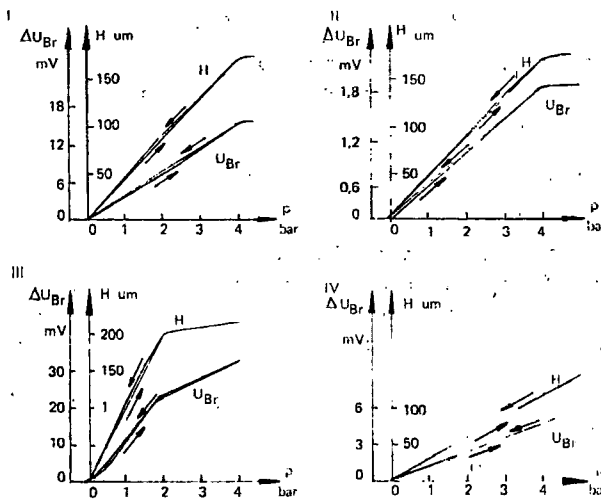
Rys. 23. Schemat zastępczy obwodu magnetycznego przetwornika, którego konstrukcję przedstawiono na rysunku 21: a) obwód magnetyczny, b) wpływ zmian reluktancji szczeliny powietrznej na zmianę indukcyjności wypadkowej przetwornika

Charakterystyki przetworników prototypowych, których dane przytoczono w tabelicy 7, zostały zaprezentowane na rysunku 24. Zależność względnej amplitudy napięcia wyjściowego od częstotliwości wymuszenia przedstawiono na rysunku 25.

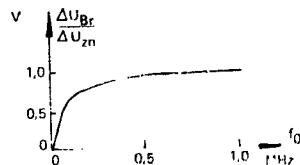
Tablica 7

Dane do rysunku 24

	I	II	III	IV
Napięcie zasilania	1,5 V	0,9 V	1,5 V	0,95 V
Częstotliwość napięcia zasilania	1 MHz	50 kHz	1 MHz	100 kHz
Srednica membrany	0,35 mm	0,35 mm	0,3 mm	0,5 mm
Materiał membrany	Vacopern 100	Vacopern 200	Cu-Sn brąz	Cu-Sn brąz
Temperatura pomiaru charakterystyki	30°C	20°C	21°C	20°C
Szerokość membrany	0,2 mm	0,2 mm	0,2 mm	0,2 mm



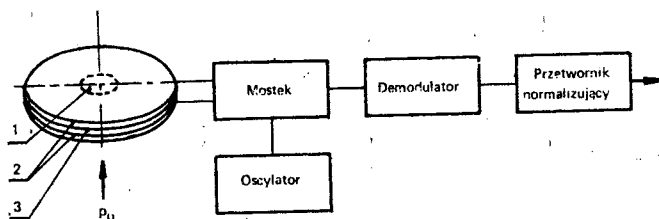
Rys. 24. Charakterystyki przetwarzania prototypowych przetworników, których dane konstrukcyjne przedstawiono w tablicy 7



Rys. 25. Zależność względnej amplitudy napięcia wyjściowego od częstotliwości wymuszenia /27/

● Przetwarzanie ciśnienia na reaktancję pojemnościową

Przetworniki pojemnościowe stosuje się przede wszystkim w lotniczych altimetrach do wyznaczania wysokości lotu. Pierwsze próby przystosowania ich do pracy w systemach samochodowych były dokonywane na początku lat siedemdziesiątych. Zasadę działania ilustruje rysunek 26. Sposób przetwarzania zmian reaktancji pojemnościowej na napięcie stałe jest taki sam jak w przypadku zmian reaktancji indukcyjnej.



Rys. 26. Idea pojemnościowego przetwornika ciśnienia: 1 — elektroda, 2 — membrany kwarcowe lub aluminiowe, 3 — uszczelka komory próżniowej

Przetworniki te mierzą ciśnienie p_p . Przystosowanie ich do pomiaru Δp nastręcza trudności konstrukcyjne. Charakterystyki przetwarzania wymagają linearyzacji, albowiem zmiana pojemności jest odwrotnie proporcjonalna do zmiany ciśnienia.

● Przetworniki reagujące na zmiany właściwości fizycznych elementu sensorowego

○ Przetwarzanie ciśnienia na rezystancję

Przetworniki naprężno—rezystancyjne, zwykle półprzewodnikowe, działają wykorzystując zjawisko zmian rezystancji elementów sensorowych pod wpływem naprężeń mechanicznych w strukturze wewnętrznej wywołanych zmianami mierzonego ciśnienia. Elementy piezoporowe wykonuje się w strukturze diaphragmy krzemowej lub germanowej za pomocą dyfuzji albo implantacji jonów i łączy się ze sobą w konfiguracji mostka Wheatstone'a. Konstrukcje typowych sensorów przedstawiono na rysunku 27. Na ogół sensory wykonuje się z krzemu, który odznacza się bardziej stabilnymi właściwościami temperaturowymi niż german.

Projektując mostki piezorezystancyjne na diaphragmach krzemowych należy uwzględnić:

- wymiary i kształt wykonywanych elementów, które wpływają na wielkość rezystancji zgodnie z zależnością:

$$R = \rho f\left(\frac{L}{A}\right) = \frac{1}{q \cdot \mu_p \cdot p} \cdot f\left(\frac{L}{A}\right) \quad /31/$$

gdzie:

R — rezystancja całkowita elementu,

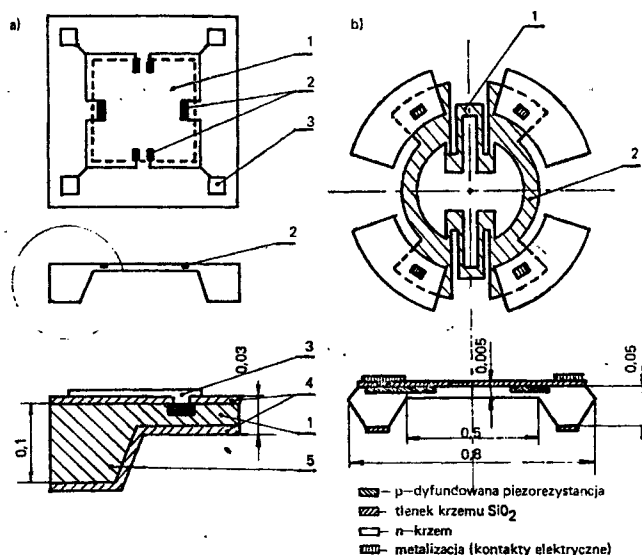
ρ — rezystywność właściwa,

$\frac{L}{A}$ — stosunek długości L do powierzchni uśrednionego przekroju poprzecznego A ,

q — ładunek elektronu (dziury),

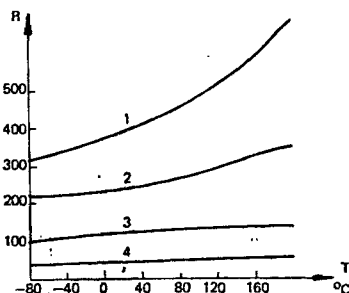
μ_p — ruchliwość nośników większościowych typu „p”

p — koncentracja nośników większościowych typu P



Rys. 27. Konstrukcje sensorów piezorezystancyjnych przetworników ciśnienia: a) sensor z prostokątną diafragmą krzemową, 1 – diafragma, 2 – elementy piezorezystancyjne, 3 – kontakty metaliczne, 4 – warstwa tlenu krzemu, 5 – krzem typu n, b) sensor z okrągłą diafragmą krzemową, 1 – radialny element naprężno–rezystancyjny, 2 – statyczny element naprężno–rezystancyjny

– zależność rezystancji od temperatury (rys. 28).



Rys. 28. Charakterystyki rezystancyjne elementów naprężno–rezystancyjnych krzemowych w funkcji temperatury i koncentracji domieszek: 1 – 2800 ppm, 2 – 1900 ppm, 3 – 1500 ppm, 4 – 960 ppm

– charakter zmian rezystancji w funkcji naprężeń mechanicznych określany wzorem:

$$G = \frac{1}{e} \cdot \frac{R}{R} = \frac{1}{e} \left(\frac{\Delta L/A}{L/A} + \frac{\Delta \rho}{\rho} \right)$$

/32/

gdzie:

G – współczynnik naprężeń

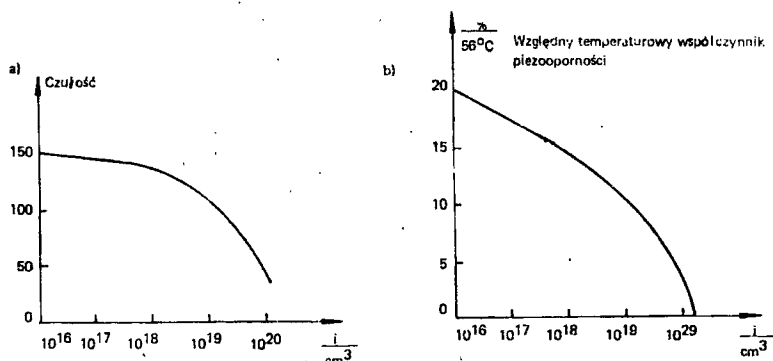
ΔR – zmiana rezystancji

e – naprężeniowy stosunek zmian wymiarów elementu naprężno–rezystancyjnego do stosowanego wydłużenia względnego L/L ,

$\Delta \rho / \rho$ – względna zmiana rezystancji właściwej;

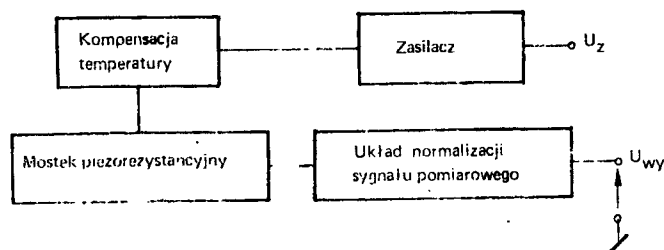
– orientację kontaktów elektrycznych względem osi głównych elementów,

– koncentrację stosowanych domieszek wpływającą na czułość elementu piezoporowego (rys. 29).



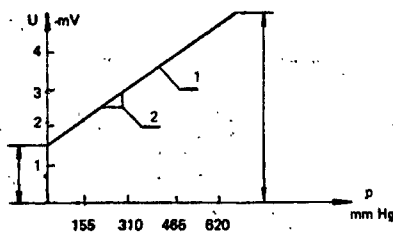
Rys. 29. Charakterystyki współczynników elementów naprężno–rezystancyjnych: a) piezorzystancyjny współczynnik czułości w funkcji koncentracji domieszek w strukturze krzemu, b) względny temperaturowy współczynnik piezoporowości w funkcji koncentracji domieszek

Ponadto na wartość zmian mierzonej rezystancji wpływa temperatura, grubość i kształt diafragmy. Otrzymywany z mostka piezoporowego sygnał wymaga przetworzenia, które realizuje się w układzie pokazanym na rysunku 30.



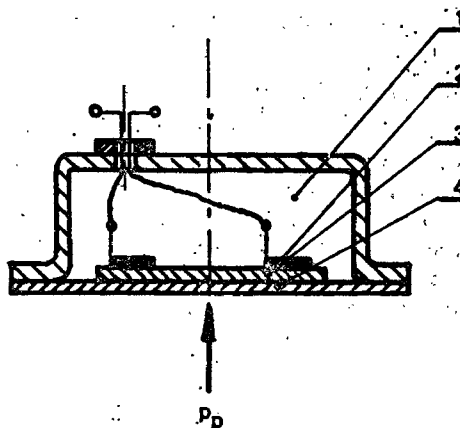
Rys. 30. Schemat strukturalny zintegrowanego naprężno–rezystancyjnego przetwornika ciśnienia

Układ ten linearyzuje charakterystykę $p_p - R$, normalizuje uzyskiwany sygnał (wzmacnia i przetwarza na żadaną postać sygnału elektrycznego), wprowadza kompensację temperaturową, kompensuje dryft i stabilizuje napięcie zasilające mostek. Typowe charakterystyki przetwarzania oraz charakterystyki błędów zintegrowanego przetwornika są przedstawione na rysunku 31,



Rys. 31. Typowa charakterystyka przetwarzania przetwornika naprężno-rezystancyjnego: 1 — $U_{wy} = A + k p_p$
2 — współczynnik skalowania

Szczególną odmianę piezorezystancyjnego przetwornika ciśnienia stanowi hybrydowy, złoto—germanowy sensor na metalowej diafragmie. Rezystory wykonuje się metodą fotolitograficzną, to jest przez naparowanie złota i germanu na powierzchnię diafragmy i wytrawienie do pożądanego kształtu. Otrzymywane w ten sposób rezystancje naprężeniowe, odznaczają się gorszą czułością aniżeli rezystancje germanowe, lecz są za to bardziej stabilne temperaturowo. Konstrukcję przetwornika przedstawiono na rysunku 32.

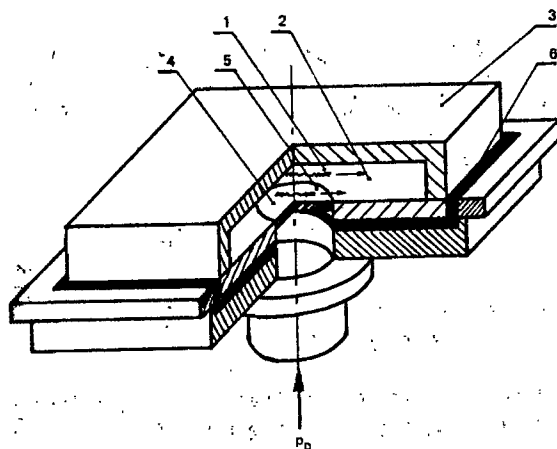


Rys. 32. Konstrukcja naprężno-rezystancyjnego, diafragmowego przetwornika ciśnienia z rezystorami złoto—germanowymi: 1 — komora próżniowa, 2 — rezystancja naprężeniowa, 3 — izolator organiczny, 4 — diafragma metalowa

○ Przetwarzanie ciśnienia na prędkość fali akustycznej

Konstrukcja ultradźwiękowego przetwornika ciśnienia jest przedstawiona na rysunku 33. Przetwornik składa się z piezokwarcowego generatora i odbiornika powierzchniowej fali akustycznej umieszczonych na powierzchni diafragmy z kryształu krzemu. Część diafragmy poddawana jest działaniu ciśnienia docelowego, część natomiast pozostaje w spoczynku. Wskutek wytworzonych w odkształcanej części naprężeń mechanicznych zmieniają się warunki propagacji fal akustycznych.

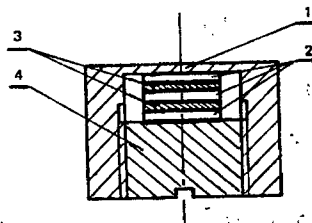
Miarą wartości mierzonego ciśnienia jest różnica czasów przejścia fali przez ośrodek odkształcany i ośrodek pozostający w spoczynku. Kompensację temperaturową zapewnia fakt, że obydwa ośrodki pozostają w spoczynku. Kompensację temperaturową zapewnia również jednakowe nagrzewanie się obydwóch ośrodków.



Rys. 33. Akustyczny przetwornik ciśnienia: 1 — powierzchniowa fala dźwięku przechodząca przez nieodkształcalną diafragmę krzemową, 2 — diafragma nieodkształcalna, 3 — obudowa, 4 — diafragma odkształcalna, 5 — powierzchniowa fala dźwięku przechodząca przez diafragmę odkształcalną, 6 — spoiwo próżnioszczelne

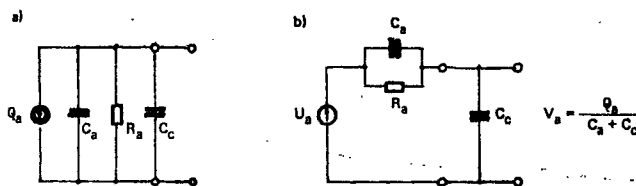
○ Przetwarzanie ciśnienia na ładunek elektrostatyczny

Do pomiaru ciśnienia zgodnie z tym sposobem przetwarzania wykorzystuje się sensory piezoelektryczne. Sensory przeznaczone do pracy w samochodach wykonuje się z ceramiki ołowiuowo—tytanowej, ołowiuowo—cyrkonowej zdolne do pracy w temperaturze do 250°C, z kryształów krzemu pracujących niezawodnie w temperaturze do 350°C czy ze specjalnej ceramiki ferroelektrycznej (firma Bruel and Kjaer) zachowującej swoje podstawowe właściwości w temperaturze do 400°C. Idea konstrukcji piezoelektrycznego przetwornika ciśnienia jest przedstawiona na rysunku 34, natomiast schemat zastępczy sensora z doprowadzeniami przedstawiono na rysunku 35.

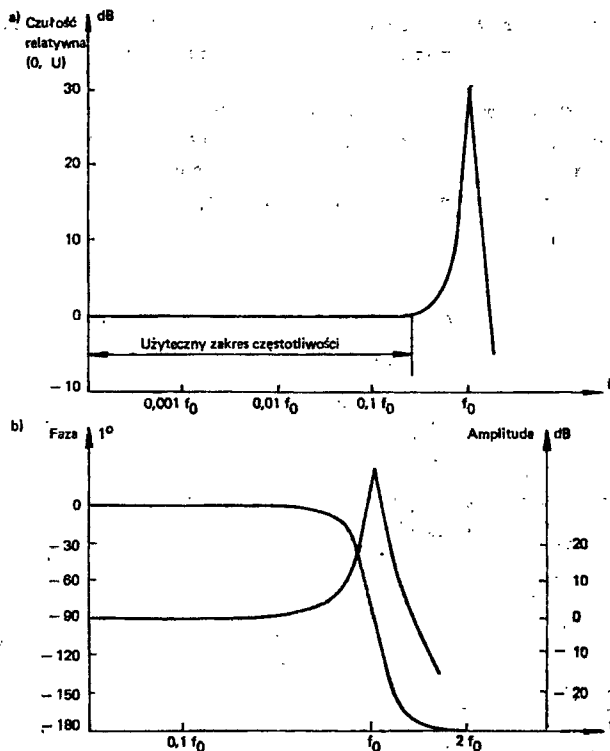


Rys. 34. Idea konstrukcji piezoelektrycznego przetwornika ciśnienia: 1 — membrana, 2 — sensory piezoelektryczne, 3 — izolatory, 4 — wkręt dociskający

Możliwość użycia przetwornika uzależniona jest od pulsacji mierzonego ciśnienia i od pierwszej częstotliwości rezonansowej f_0 dla danego typu sensora. Przyjmuje się, że zakres ten mieści się w granicach: $0 \dots 0,3 f_0$ (rys. 36).

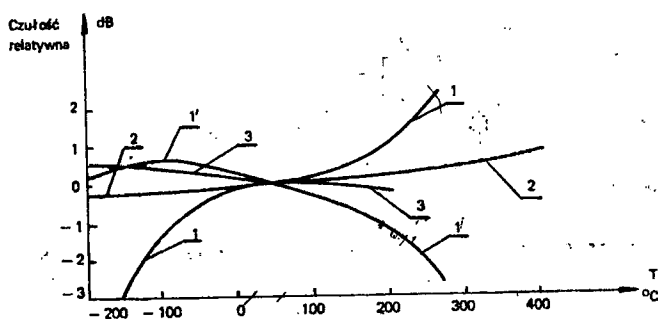


Rys. 35. Schematy zastępcze sensorów piezoelektrycznych: a) zastępczy schemat ładunkowy, b) zastępczy schemat napięciowy



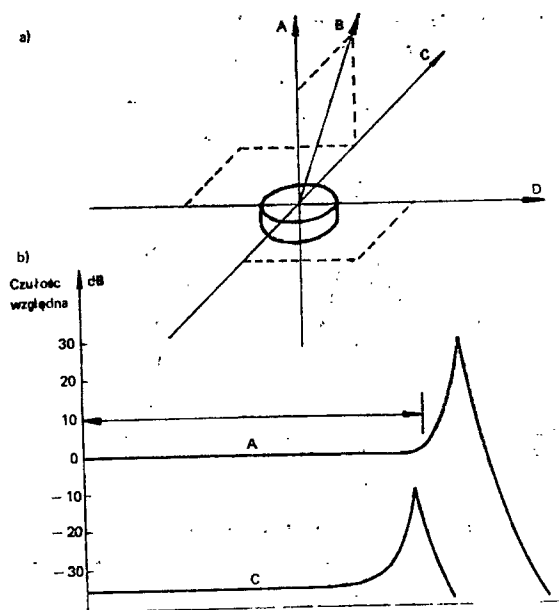
Rys. 36. Aproxymowane charakterystyki sensorów piezoelektrycznych: a) charakterystyka względnej czułości w funkcji częstotliwości oddziaływującego bodźca, b) charakterystyka amplitudowa i fazowa

Ponieważ częstotliwość pulsacji powietrza dolotowego nie przekracza zazwyczaj 100 ... 400 Hz, można nie brać jej pod uwagę przy projektowaniu przetworników ciśnienia. Pierwsza częstotliwość rezonansowa typowych sensorów piezoelektrycznych wraz z kontaktami wynosi około 100 kHz. Temperaturowy zakres pracy zależy od charakterystyki czułości w funkcji temperatury i od wymaganej dokładności pomiaru. Temperaturowe charakterystyki czułości elementów piezoelektrycznych przedstawiono na rysunku 37.



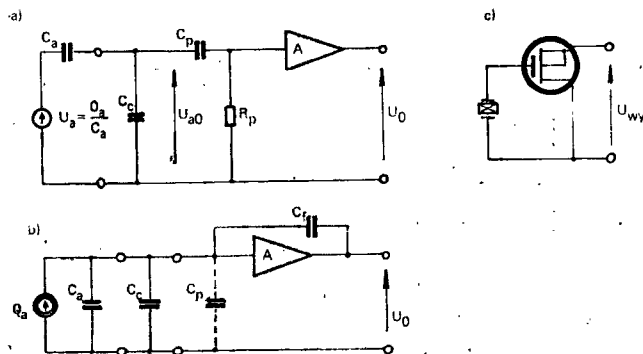
Rys. 37. Temperaturowe charakterystyki czułości sensorów piezoelektrycznych: 1 – PZ-23, 2 – PZ-45, 3 – PZ-100, 1' – czułość napięciowa, 1, 2, 3 – czułość ładunkowa

Czułość sensorów określona stosunkiem wielkości wytwarzanego ładunku lub napięcia do wartości przyłożonego impulsu siły (przyspieszenia) zależy wyraźnie od kierunku przyłożenia tego bodźca (rys. 38). W przypadku pomiaru ciśnienia p_p można tę właściwość pominąć. Parcie powietrza będzie praktycznie zawsze skierowane prostopadłe do powierzchni diafragmy a tym samym do powierzchni sensora.



Rys. 38. Zależność czułości sensora od kierunku przyłożenia bodźca: a) wektorowa reprezentacja czułości względnej, A – kierunek czułości osiowej, B – kierunek czułości maksymalnej, C – kierunek maksymalnej czułości poprzecznej, D – kierunek minimalnej czułości poprzecznej, b) porównanie charakterystyk czułości względnej osiowej i poprzecznej

Przetworniki piezoelektryczne wymagają wzmacniaczy ładunku elektrycznego. Stosowana impedancja wejściowa układów pomiarowych jest rzędu kilkudziesięciu i więcej $M\Omega$. Wskazane jest ograniczanie pojemności wejścia pomiarowego do wartości rzędu pF porównywalnej z pojemnością zastępczą elementu sensorowego. Zastępcze schematy wzmacniaczy ładunku przedstawiono na rysunku 39.



Rys. 39. Schematy zastępcze uproszczone zintegrowanych przetworników piezoelektrycznych ciśnienia: a) napięciowy schemat zastępczy, b) ładunkowy schemat zastępczy, c) schemat zastępczy sensora z tranzystorem polowym jako wzmacniaczem ładunku

Czułość zintegrowanego przetwornika (czujnik + wzmacniacz ładunku) określa się wzorem:

$$S_U = \frac{S_Q}{C_a + C_c} \quad /33/$$

gdzie:

S_Q – czułość ładunkowa sensora piezoelektrycznego,

S_U – czułość napięciowa przetwornika,

C_a, C_c – pojemności jak na rysunku 41.

Napięcie wyjściowe wyraża wzór:

$$U_{wy} = \frac{Q_a \cdot A_p}{C_a + C_c - C_f (A_p - 1)} \quad /34/$$

gdzie:

Q_a – wytwarzany ładunek,

A_p – wzmocnienie napięciowe wzmacniacza ładunku przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego,

C_f – pojemność jak na rysunku 41.

Ponieważ A_p jest rzędu $10^5 \dots 10^6$ V/V, to równanie 34 uprości się do postaci:

$$U_{wy} = \frac{Q_a}{C_f} \quad /35/$$

Omówione przetworniki rekomendowane do użycia w samochodowych systemach elektronicznych porównano w tablicy 8.

Tablica 8

Porównanie niektórych właściwości przetworników ciśnienia

Przetwornik (rys.)	Stan zastosowania	Zasilanie	Sygnał wyjściowy	Temperaturowy zakres pracy °C	Mierzone ciśnienie
19	Produkcja	Napięcie przemienne	Napięcie stałe	-40 ... + 125	Δp , p_p
20	Produkcja	Napięcie przemienne	Napięcie stałe	-40 ... + 125	Δp , p_p
21	Prototyp	Napięcie przemienne	Napięcie stałe	-40 ... + 125	Δp , p_p
26	Produkcja	Napięcie przemienne	Napięcie stałe	-40 ... + 125	p_p
27	Produkcja	Napięcie stałe	Napięcie stałe	-40 ... + 100	Δp , p_p
33	Prototyp	Napięcie impulsowe	Napięcie prostokątne	-40 ... + 100	p_p
36	Produkcja	Zbędne	Napięcie zmienne	-40 ... + 250	dp_p/dt ; p_p

1.3.4. Pomiary prędkości i natężenia przepływu powietrza dolotowego

● Ogólne właściwości przetworników prędkości i natężenia przepływu powietrza

Możliwości wykonywania pomiarów prędkości lub natężenia przepływu przez omawiane w niniejszym punkcie przetworniki zostały określone w tablicy 9.

Tablica 9

Możliwości wykonywania pomiarów v_p i $v_p \rho_p$ przez przetworniki przepływu powietrza w silnikach spalinyowych

Nazwa przetwornika	Mierzona wielkość		Uwagi
	v_p	$v_p \rho_p$	
Wiro-akustyczny	+	+	Możliwość wykonania pomiaru: + — pomiar wykonalny bez żadnych warunków, + — pomiar wykonalny pod pewnymi warunkami (korekcja temperaturowa),
Ultradźwiękowy	+	+	
Turbinowy	+	—	— — pomiar niewykonalny
Jonowy	+	+	
Łopatkowy	+	+	
Elektrotermiczny	+	+	

Przetworniki te nadal nie znajdują zadowalającego zastosowania w samochodowych systemach sterowania i kontroli. Przyczyny tego stanu rzeczy są następujące:

- szeroki, dwudekadowy zakres zmian mierzonych wielkości,
- wymagana duża dokładność pomiaru w całym zakresie,
- brak niezawodnych i dokładnych metod wzorcowania przepływomierzy samochodowych.

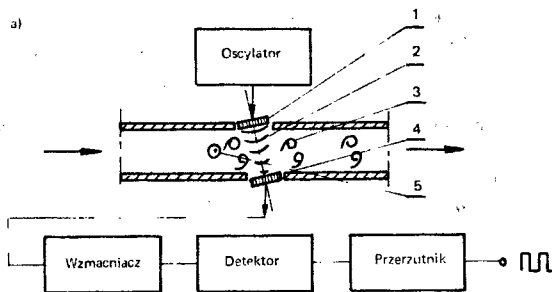
Niewątpliwie jednak przetworniki przepływu powietrza wykazują szereg istotnych zalet w porównaniu z przetwornikami ciśnienia. Między innymi są to:

- krótki zwykle czas reakcji na zmiany przepływu powietrza,
- możliwość bezpośredniego określenia ilości pobieranego powietrza, niezależnie od stosowanych sposobów modyfikacji jego przepływu (patrz tabl. 4),
- możliwość wyboru dowolnego miejsca pomiaru w układzie dolotowym,
- łatwość uzyskiwania sygnału częstotliwościowego.

● Pomiary prędkości przepływu

○ Przetwornik wirowy

Zasada działania przetwornika jest następująca. Źródło zawirowań strumienia zasysanego powietrza stanowi pojedynczy, specjalnie profilowany pręt umieszczony w kanale dolotowym, zwykle przed przepustnicą. Za generatorem wirów umieszcza się nadajnik i odbiornik ultradźwięków. Fale akustyczne przemieszczają się w poprzek strumienia powietrza. Przejście wiru przez obszar rozchodzenia się fal powoduje ich wytlumienie i zanik sygnału wyjściowego odbiornika. Pomiar polega na określeniu czasu przejścia dwóch kolejno po sobie następujących wirów. Pomiar należy powtarzać wiele razy, a pod uwagę brać uśredniony czas przejść. Ideę przetwarzania zaprezentowano na rysunku 40.



Rys. 40. Idea wiro-akustycznego przetwornika prędkości przepływu powietrza: 1 — piezoelektryczny nadajnik ultradźwięków, 2 — czoło fali dźwiękowej, 3 — wir, 4 — piezoelektryczny odbiornik ultradźwięków, 5 — zawirowywacz

Częstotliwość generowanych wirów powietrznych jest proporcjonalna do prędkości przepływu praktycznie w całym zakresie zmian prędkości v_p i wynosi:

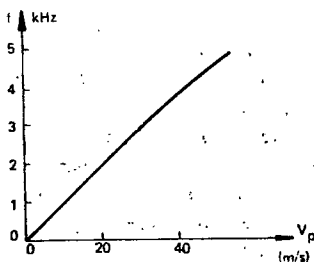
$$f = \frac{s}{d} \cdot v_p \quad /36/$$

gdzie:

s — stała Strouhala,

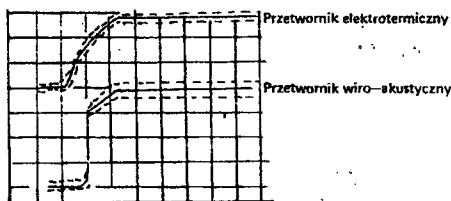
d — szerokość pręta, generatora wiru.

Charakterystykę przetwarzania pokazano na rysunku 41.



Rys. 41. Charakterystyka przetwarzania przetwornika wirowego

Odpowiedź czujnika w stanie nieustalonym podczas nagłego zwiększania przepływu powietrza przedstawiona na rysunku 42. świadczy o jego małej bezwładności. Dokładność pomiarów w pewnym stopniu uzależniona jest od warunków, w jakich są wykonywane. Ilustruje to rysunek 43.



Rys. 42. Reakcja przetwornika wirowego, na nagły wzrost natężenia przepływu powietrza

Czujnik można wykorzystać również do pomiarów: natężenia przepływu powietrza, jeśli jego temperatura jest ustalona i gęstości powietrza.

O ile pierwszy pomiar nie wymaga komentarza, możliwość przeprowadzenia drugiego uzasadnia się następująco:

$$\rho_p = \frac{M_a}{R} \left(\frac{\rho - 0.37802 e}{T} \right) \quad /37/$$

gdzie:

ρ – gęstość powietrza w warunkach normalnych,

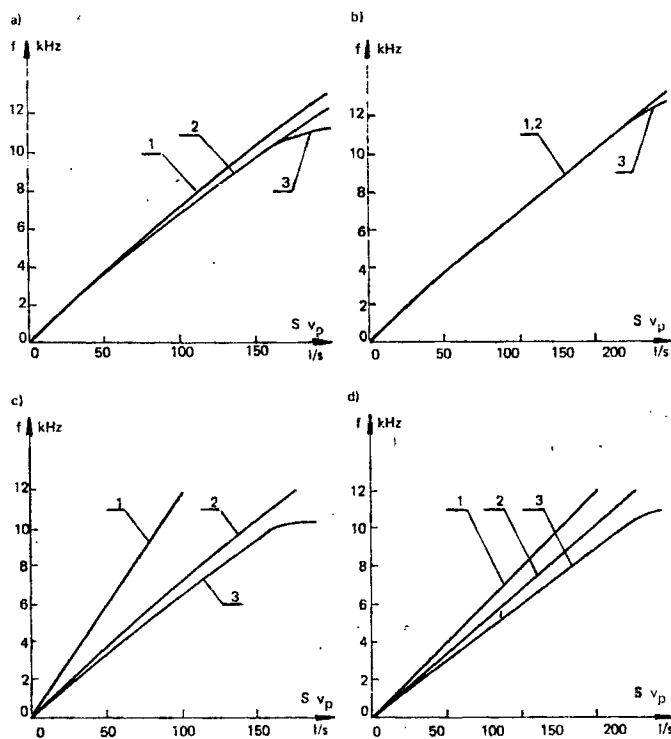
M_a – ciężar molekularny suchego powietrza,

R – uniwersalna stała gazowa,

T – temperatura absolutna,

e – ciśnienie cząsteczkowe wody w powietrzu.

Wzór zatem uwzględnia wpływ ciśnienia, temperatury i względnej wilgotności powietrza w miejscu pomiaru.



Rys. 43. Laboratoryjne charakterystyki prototypowego przetwornika wirowego: a,b) wpływ ciśnienia na skalowanie przetwornika, c,d) wpływ temperatury na skalowanie przetwornika, a,b): 1 – 0,616 atm, 2 – 1,029 atm, 3 – 1,134 atm, c,d): 1 – 83,3°C, 2 – 39,0°C, 3 – 0,0°C, a,c) warunki laboratoryjne, b,d) warunki testu eksploatacyjnego

Ponieważ gęstość ρ_p jest mierzona przetwornikiem wirowo-akustycznym, wprowadza się zależność opisującą transmisję energii fal akustycznych:

$$I_N = \alpha_T I_0 \quad /38/$$

$$I_0 = \alpha_T I_2 \quad /39/$$

gdzie:

I_N – energia emitowana przez nadajnik,

I_0 – energia docierająca do odbiornika,

α_T – współczynnik transmisji,

I_n – moc emitowana z jednostki powierzchni nadajnika,

I_0 – moc akustyczna docierająca do jednostki powierzchni odbiornika.

Absorpcja mocy przez powietrze jest opisywana zależnością:

$$I_0 = I_n e^{-ml} \quad /40/$$

gdzie:

m — współczynnik absorpcji,

l — odległość między nadajnikiem a odbiornikiem.

Transmitowana moc wynosi:

$$I_0 = \alpha_T^2 e^{-ml} \cdot I_n \quad /41/$$

gdzie:

$$\alpha_T = \frac{4 \rho_p \cdot v_p \cdot \rho_c \cdot C_c}{\rho_p \cdot v_p + \rho_p \cdot C_c} \cdot 2 \quad /42/$$

v_p — prędkość fali akustycznej w powietrzu,

ρ_c — gęstość kryształu piezokwarcowego,

C_c — prędkość fali akustycznej w kryształach.

Ponieważ:

$$\rho_c \cdot C_c \gg \rho_p \cdot v_p \quad /43/$$

to:

$$\frac{I_0}{I_n} = \frac{4 \rho_p \cdot v_p}{\rho_c \cdot C_c} e^{-0,5 ml} \quad /44/$$

i wówczas:

$$\rho_p = \frac{I_0}{I_n} \frac{\rho_c \cdot C_c}{4 v_p} e^{-0,5 ml} \quad /45/$$

co wyraża ściśle mierzoną gęstość powietrza.

○ Przetwornik ultradźwiękowy

Ultradźwiękowy przetwornik prędkości przepływu powietrza (rys. 44) składa się z dwóch zblokowanych nadajników i odbiorników fal akustycznych, które lokuje się wzdłuż prostoliniowego odcinka kanału dolotowego. Pomiar polega na określeniu różnicy czasów przejścia impulsu zgodnie z kierunkiem przepływu powietrza i przeciwnie do tego kierunku. Różnica ta rośnie liniowo ze wzrostem prędkości przepływu, jeśli zachodzi relacja:

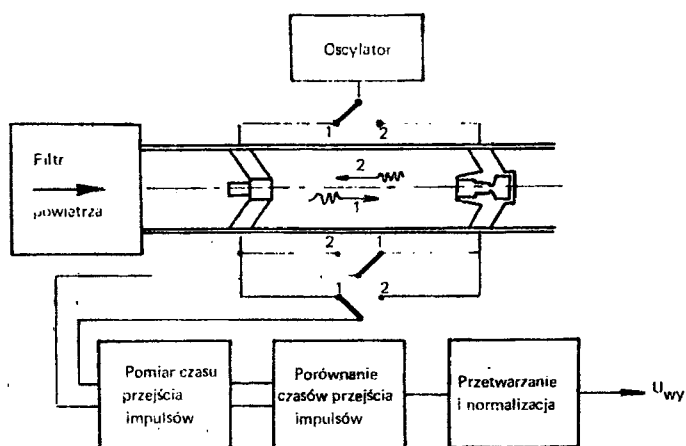
$$v_p \ll C_c \quad /46/$$

gdzie:

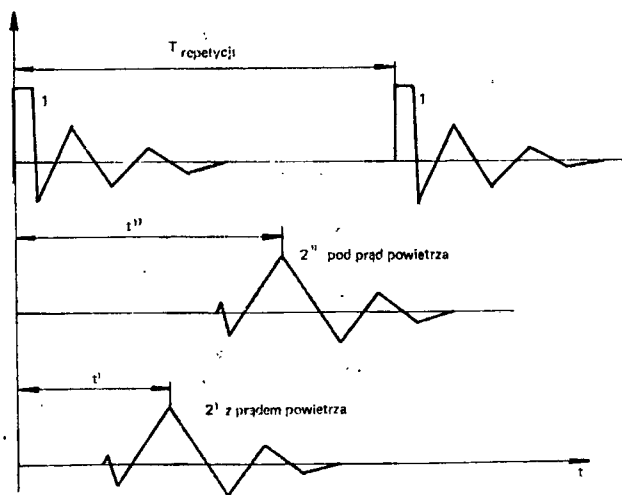
C_c — prędkość dźwięku w strumieniu powietrza dolotowego,

v_p — prędkość powietrza dolotowego.

Umieszczenie segmentu przetwornika tuż za filtrem powietrza chroni go przed zanieczyszczeniami i obniża wpływ dźwiękowego tła na dokładność i wiarygodność pomiaru. W miejscu tym, oddalonym dość znacznie od kolektorów dolotowych i zaworów, pole temperatury przepływającego strumienia jest najbardziej ujednolicone i stabilne. Przetwornik powinien wytwarzać impulsy, które wyraźnie odróżniają się od tła amplitudą, kształtem i częstotliwością repetycji. Na rysunku 45 pokazano typowe kształty generowanych impulsów.



Rys. 44. Ultradźwiękowy przetwornik prędkości przepływu powietrza



Rys. 45. Idealizowany kształt fali dźwiękowej generowanej przez przetwornik ultradźwiękowy: 1 — fala generowana przez nadajnik, 2 — fala odbierana

Charakterystykę przetwarzania opisuje zależność:

$$v_p G_p = c p_p \Delta t$$

/47/

gdzie:

c — stała doświadczalna zmieniająca swoją wartość przy zmianie charakteru przepływu z turbulentnego na laminarny i odwrotnie,

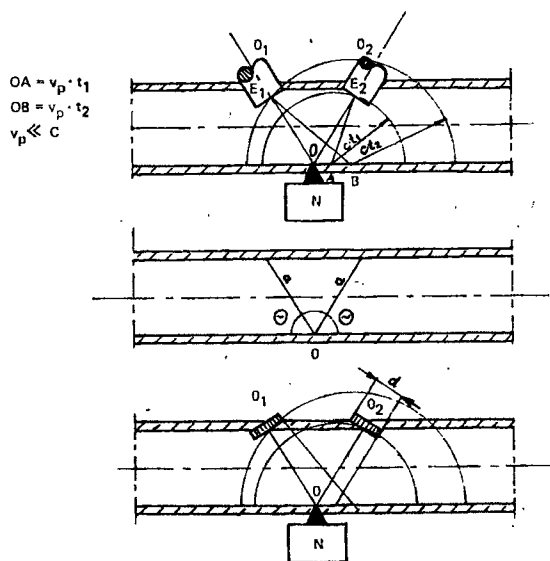
p_p — ciśnienie powietrza dołotowego,

Δt — zmierzona różnica czasów przejścia impulsów z prądem i pod prąd powietrza,

$v_p \varrho_p$ — natężenie przepływu powietrza w $\text{kg/s} \cdot \text{m}^2$.

Celem dokładnego określenia uśrednionej wartości Δt pomiar powtarza się wielokrotnie z częstotliwością 1 kHz, co pozwala neutralizować wpływ pulsacji powietrza. Omawiany w [44] przepływomierz mierzy prędkość v_p w zakresie 1,5 ... 55 m/s przy zmianach ϱ_p w granicach 0,009 ... 0,18 kg/s (przez S oznaczono przekrój kanału dołotowego w miejscu pomiaru). Błędy pomiarowe przy określaniu przepływu turbulentnego wynoszą 1 %, jeśli czas uśredniania dochodzi do 1 sekundy. Przepływ laminarny zdecydowanie obniża dokładność, co wiąże się ze zmianą wartości współczynnika c [47]. Również burzliwy przepływ turbulentny przy prędkości obrotowej powyżej 5000 obr/min powodował dość znaczny wzrost błędu, nawet czterokrotny. I tak: dla $n = 3000$ obr/min $\delta(\Delta t) = 0,8 \%$, dla $n = 6000$ obr/min $\delta(\Delta t) = 3 \%$.

Ciekawą odmianę przetwornika ultradźwiękowego zaprezentowano w [45]. Jego ideę przedstawiono na rysunku 46.



Rys. 46. Zasada pomiaru prędkości przepływu powietrza przy pomocy zmodyfikowanego przetwornika ultradźwiękowego

Przetwornik składa się z nadajnika i z dwóch symetrycznie względem niego rozmieszczonych odbiorników. Zasada pomiaru jest następująca:

Prędkość dźwięku w gazie stacjonarym wynosi:

$$c = \sqrt{KRT}$$

/48/

gdzie:

K — stała doświadczalna,

R — uniwersalna stała gazowa,

T — temperatura absolutna.

Ruch gazu powoduje dodatkowe przemieszczenie fali dźwiękowej, w związku z czym odbiornik umieszczony przed nadajnikiem odbierze sygnał później niż odbiornik za nadajnikiem. Na podstawie rysunku 46 mamy następujące zależności:

$$BE_1^2 = OB^2 + OE_1^2 + 2 OB OE_1 \cos \theta \quad /49/$$

$$AE_2^2 = OA^2 + OE_2^2 - 2 OA OE_2 \cos \theta$$

zatem:

$$ct_2^2 = a^2 + v_p t_2^2 + 2 a v_p t_2 \cos \theta \quad /50/$$

$$ct_1^2 = a^2 + v_p t_1^2 - 2 a v_p t_1 \cos \theta$$

skąd:

$$v_p = \frac{a}{2 \cos \theta} \left(\frac{1}{t_1} - \frac{1}{t_2} \right) \quad /51/$$

Przyjmując, że:

$$C_0 = \frac{a}{2} \left(\frac{1}{t_1} - \frac{1}{t_2} \right) \quad /52/$$

dostaje się:

$$C = C_0 \left[1 + \left(\frac{v_p}{C_0} \right)^2 \sin^2 \theta \right]^{\frac{1}{2}} \quad /53/$$

oraz:

$$T = T_0 \left[1 + \left(\frac{v_p}{C_0} \right)^2 \sin^2 \theta \right] = T_0 (1 - \Theta_T) \quad /54/$$

We wzorach tych oznaczono przez:

t_1 — czas przejścia fali do odbiornika za nadajnikiem,

t_2 — czas przejścia fali do odbiornika przed nadajnikiem,

a — odległość między nadajnikiem a odbiornikami,

v_p — prędkość przepływu powietrza,

θ — kąt jak na rysunku 46,

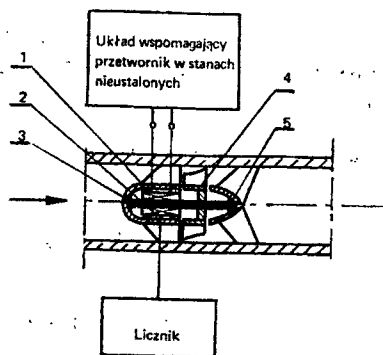
T — temperatura absolutna,

T_0 — pierwsze przybliżenie temperatury.

Θ Przetwornik turbinowy

Turbinowy przetwornik prędkości przepływu przedstawiony na rysunku 47 umożliwia pomiar dzięki przetwarzaniu ruchu obrotowego wirnika na ciąg impulsów o częstotliwości prawie proporcjonalnej do prędkości powietrza w kanale dolotowym. Impulsy wytwarza się przy pomocy czujników omówionych.

w punkcie 1.2, zwłaszcza czujników optycznych.



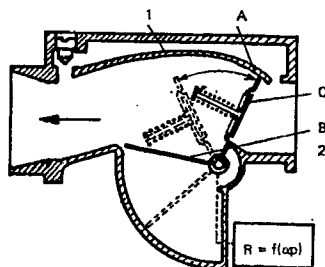
Rys. 47. Idea turbinowego przetwornika prędkości przepływu powietrza: 1 — cewka, 2 — oś wirnika, 3 — obudowa z łożyskami, 4 — wirnik, 5 — tylna część obudowy z łożyskiem

Dokładność pomiarów przy pomocy turbinki pozostawia wiele do życzenia. Szczególnie silny wpływ na wartość generowanych błędów wywiera pulsacyjny charakter przepływu oraz stany nieustalone. Turbinę można wykonać tak, aby reagowała szybko na wzrost przepływu lub jego zmniejszenie. W dotychczasowych rozwiązaniach konstrukcyjnych nie udało się zadowalająco spełnić obydwóch wymagań jednocześnie. Dlatego systemy zapłonowe wykorzystujące tego rodzaju przetwornik muszą uwzględniać we własnym zakresie stany nieustalonej pracy silnika podczas gwałtownego zwiększania i zmniejszania obciążenia. To samo dotyczy systemów wtrysku paliwa.

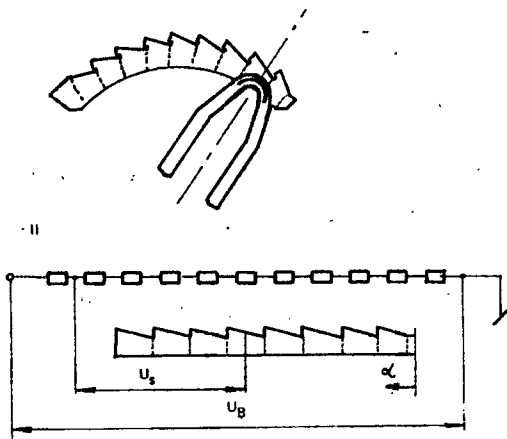
● Pomiar natężenia przepływu powietrza

○ Przetwornik łopatkowy

Zasadę działania przetwornika zilustrowano na rysunku 48.



Rys. 48 a) Przetwornik łopatkowy — konstrukcja: 1 — kanał powietrza pobieranego podczas jałowego biegu silnika, 2 — czujnik temperatury powietrza, 3 — potencjometr położenia kłapy przepływomierza, A — kłapa pomiarowa, B — kłapa tłumiąca drgania kłapy A w stanach nieustalonego przepływu powietrza, C — zawór zwrotny



Rys. 48 b) Przetwornik łopatkowy – konstrukcja potencjometru przetwarzającego położenie kłapy pomiarowej na sygnał napięciowy, I – kształt ścieżki potencjometrycznej, II – schemat zastępczy ścieżki potencjometrycznej

Przetwarzanie natężenia przepływu powietrza na sygnał napięciowy dokonuje się za pośrednictwem odchylanej kłapy i sprzężonego z nią potencjometru.

Charakterystyczna dla tej metody pomiaru jest zależność między prędkością przepływu a ciśnieniem wynikająca z zasady zachowania energii:

$$\frac{1}{2} v_{p1}^2 + \frac{1}{\rho_{p1}} \cdot p_{p1} + R_{p1} = \frac{1}{2} v_{p2}^2 + \frac{1}{\rho_{p2}} \cdot p_{p2} + R_{p2} \quad /55/$$

gdzie:

ρ_p – gęstość powietrza,

v_p – prędkość przepływu powietrza,

p_p – ciśnienie powietrza,

R_p – opór tarcia przepływu.

1 – indeks wielkości przed klapą przetwornika,

2 – indeks wielkości mierzonych za klapą przetwornika.

Pomijając tarcie przepływu otrzymuje się:

$$p_{p1} - p_{p2} = \frac{\rho_p}{2} (v_{p2}^2 - v_{p1}^2) \quad /56/$$

Zatem:

$$p_{p1} - p_{p2} \approx v_p^2 \quad /57/$$

W nieliniowości ostatniego równania zawierają się składowe uwzględniające:

– pulsację ciśnienia, która przy pełnym obciążeniu silnika wpływa zasadniczo na wartość błędu pomiarowego,

– charakter zależności między v_p a p_p .

Charakterystykę przetwarzania określa wzór:

$$S \cdot v_p \rho_p = S_1 \cdot v_{p1} \rho_{p1} = S_2 \cdot v_{p2} \rho_{p2} \quad /58/$$

gdzie:

S – powierzchnia efektywnego przekroju kanału dolotowego (indeksy jak wyżej).

Biorąc pod uwagę /56/ i /58/ otrzymuje się:

$$S \cdot v_p \rho_p = \frac{S_1 \cdot S_2}{\sqrt{S_1^2 - S_2^2}} \sqrt{2 \rho (p_{p1} - p_{p2})} \quad /59/$$

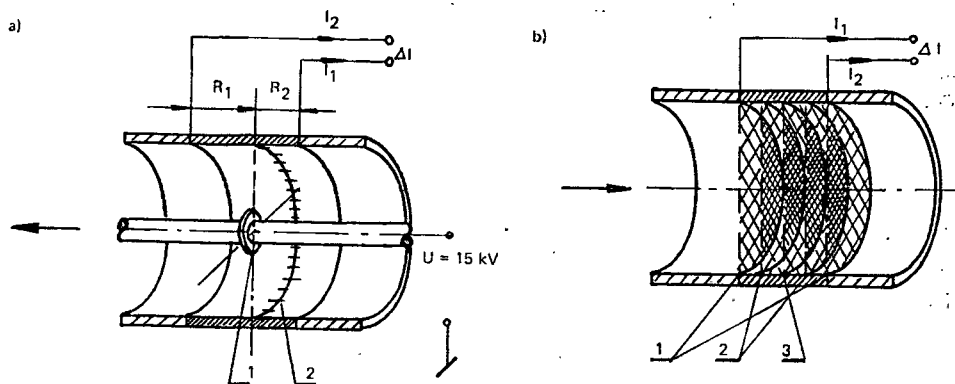
Ponieważ:

$$p_p = f(p_p, v_p, a \%) \quad /60/$$

uwzględnia wpływ temperatury i wilgotności względnej, sygnał wyjściowy nie wymaga żadnych dodatkowych korekcyj.

● Przetwornik jonowy

Zależnie od kierunku unoszenia jonów przez strumień powietrza rozróżnia się przetworniki: promieniowe i osiowe. Idee konstrukcji obydwóch przetworników przedstawiono na rysunku 49.



Rys. 49. Idea konstrukcji jonowych przetworników natężenia przepływu powietrza: a) przetwornik promieniowy 1 – elektroda jonizująca, 2 – elektroda rezystancyjna odbiorcza, b) przetwornik osiowy: 1 – elektrody kolektorowe, 2 – pierwsze siatki przechwytujące, 3 – siatka jonizująca

W przetworniku promieniowym elektroda wysokiego napięcia jest otoczona izolowanym od kanału dolotowego cylindrem, który wykonuje się z materiału rezystancyjnego o jednorodnej strukturze wewnętrznej. W chwili, gdy nie ma przepływu powietrza, generowane jony dochodzą do elektrody cylindrycznej w taki sposób, że „środek ciężkości” obszaru, na który padają leży dokładnie w płaszczyźnie

elektrody wysokiego napięcia. Konieczność posługiwania się pojęciem „środka ciężkości” jest spowodowane tym, że padanie jonów na powierzchnię cylindra ma charakter stochastyczny, a gęstość rozkładu punktów, do których one docierają, odpowiada rozkładowi Gaussa o parametrach uzależnionych od wielkości jonizującego napięcia i od wymiarów oraz kształtów przetwornika.

Miarą położenia „środka ciężkości” jest różnica prądów pobieranych z obydwóch skrajnych końców elektrody cylindrycznej. Jeżeli silnik nie pobiera powietrza, różnica ta wynosi praktycznie zero. Przepływ powietrza wywołuje przesunięcie „środka ciężkości”. Przesunięcie zależy od wartości uśrednionego natężenia przepływu. Zależność między przesunięciem „środka ciężkości”, a natężeniem przepływu $v_p \rho_p \cdot s$ jest liniowa. Natomiast zależność między położeniem tego środka a różnicą prądów wymaga linearyzacji w układzie normalizującym. Uzasadnienie jest następujące:

$$I_2 R_2 = I_1 R_1; U = \text{const} \quad /61/$$

Ponieważ:

$$R_1 + R_2 = R; R_2 = R - R_1 \quad /62/$$

to:

$$\Delta I = I_2 - I_1 = U \left(\frac{R + 2 R_1}{R_1 (R - R_1)} \right) \quad /63 a/$$

oraz:

$$\frac{\Delta I}{I} = 2 \frac{R_1}{R} - 1 \quad /63 b/$$

gdzie:

I_1, I_2, R_1, R_2 — oznaczenia jak na rysunku 49.

Zależność /63a/ jest silnie nieliniowa. Natomiast wartość $\frac{\Delta I}{I}$ zmienia się liniowo w zakresie $-1 \dots 1$ dla R_1 zmieniającego się od $0 \dots 1,0 R$.

W przetworniku osiowym gęstość przepływu $v_p \rho_p$ określa się różnicą prądów pobieranych z elektrod symetrycznie rozmieszczonych względem elektrody wysokiego napięcia. Elektrody odbiorcze wykonuje się w postaci siatek. W chwili pomiaru część jonów przemieszcza się pod prąd powietrza a część z prądem. Nierównomierność rozptyłu jonów jest tym większa im większe jest natężenie $v_p \rho_p \cdot s$. Przetwornik osiowy ma znacznie mniejsze wymiary aniżeli promieniowy. Jest bardziej zwarty i wytwarza wielokrotnie większy sygnał różnicy prądów. Niemniej jego charakterystyka przetwarzania również wymaga linearyzacji.

Elektrody wysokiego napięcia są zasilane stałym napięciem o wartości około 15 kV — przetwornik promieniowy i około 5 kV — przetwornik osiowy.

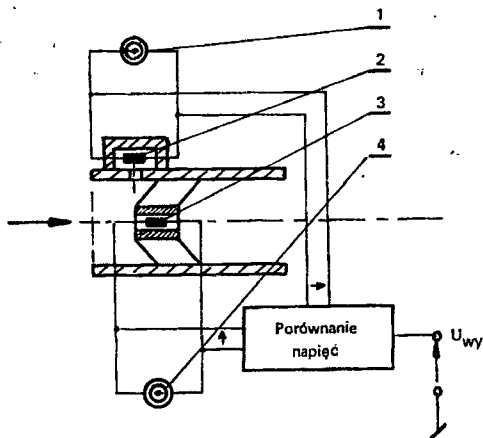
Najpoważniejsze źródła błędów pomiarowych i utrudnień konstrukcyjnych stanowią:

- zmienna wilgotność powietrza,
- zanieczyszczenia powietrza drobinami nieodfiltrowanego kurzu,
- przetwarzanie prądów rzędu $5 \mu A$ — przetwornik promieniowy, rzędu $50 \mu A$ — przetwornik osiowy, na żadaną postać,
- konieczność skutecznej izolacji całego przetwornika a zwłaszcza elektrod wysokiego napięcia od pozostałych elementów kanału dolotowego,
- linearyzacja charakterystyk przetwarzania.

● Przetwornik elektrotermiczny

Przetwornik umieszcza się zwykle w kanale laminaryzującym przepływ powietrza dolotowego. Kanał ten bocznikuje niejako główną drogę przepływu. Jego kształt winien być określony w taki sposób, aby między przepływem głównym a zmodyfikowanym zachodziła jednoznaczna i w miarę możliwości li-

niowa zależność. Laminaryzacja przepływu służy minimalizacji wpływu dynamicznego oddziaływania cząstek powietrza na intensywność chłodzenia sensora, przez który przepuszcza się prąd. Dla zwiększenia dokładności pomiaru stosuje się dodatkowy sensor umieszczony w dołączonej do kanału laminaryzującego komorze, gdzie nie ma przepływu. Sensor ten reaguje wówczas jedynie na zmiany temperatury powietrza ϑ_p i jest wykorzystywany do generowania sygnału odniesienia. Idea konstrukcji przetwornika została przedstawiona na rysunku 50.



Rys. 50. Idea elektrotermicznego przetwornika natężenia przepływu powietrza: 1 — stabilizowane źródło prądowe, 2 — sensor mierzący temperaturę powietrza, 3 — sensor mierzący natężenie przepływu powietrza, 4 — stabilizowane źródło prądowe

Określenie natężenia przepływu powietrza odbywa się na podstawie następującego łańcucha przetwarzania. Intensywność przepływu laminarnego wpływa na intensywność chłodzenia sensora ogrzewanego prądem. Zmiana temperatury sensora wywołuje zmianę jego rezystancji, która pociąga za sobą zmianę natężenia prądu ogrzewającego lub napięcia na zaciskach (przy ustalonym prądzie) — zależnie od przyjętego rozwiązania.

Szybkość reakcji przetwornika na zmianę v_p ρ_p zależy od bezwładności cieplnej sensora i od bezwładności strumienia powietrza w kanale laminaryzującym. Charakterystyka przetwarzania nie jest liniowa, a jej przebieg zależy od intensywności zanieczyszczania powierzchni sensora, najczęściej drutu platynowego, co pogarsza warunki wymiany ciepła z otoczeniem. Rozwiązaniem tego problemu powinno być okresowe przepuszczanie impulsu prądowego o dużym natężeniu w celu elektrotermicznego usuwania osadów. Przetwornik ten reaguje na zmiany względnej wilgotności powietrza i jego gęstości ρ_p , przy czym wpływ ten jest uwzględniany pośrednio dzięki sygnałowi odniesienia, który z kolei uzależniono od temperatury ϑ_p .

Inną wersję niniejszej metody przetwarzania przedstawiono w [40]. Przetwornik, którego schemat ideowy jest na rysunku 51, mierzy wartość v_p ρ_p poprzez określenie intensywności chłodzenia elementu sensorowego w kanale przepływowym. Zasada pomiaru sprowadza się do utrzymania stałej różnicy temperatur sensora i opływającego go powietrza (lub cieczy). Temperaturę powietrza mierzy się przy pomocy drugiego sensora R_T przylegającego do ściany kanału dolotowego.

Równowagę cieplną głównego sensora opisuje równanie:

$$C \frac{dT}{dt} = P_1 - P_2$$

/64/

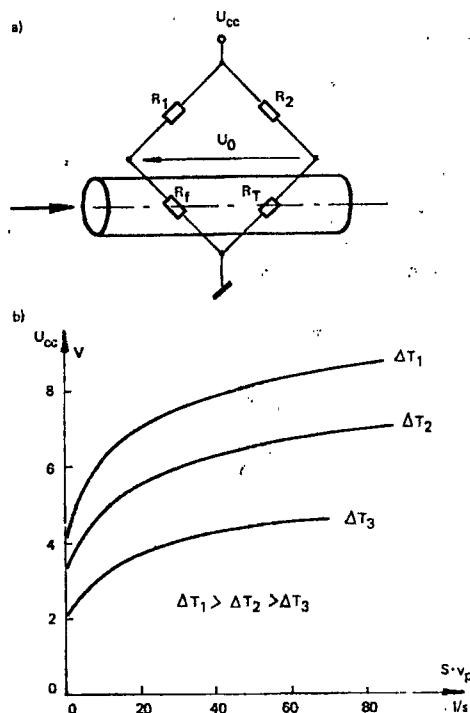
gdzie:

C — ciepło właściwe,

T — temperatura absolutna,

P_1 — ciepło dostarczane do sensora,

P_2 — ciepło odbierane przez opływający sensor czynnik



Rys. 51. Moskowy przetwornik elektrotermiczny: a) schemat mostka sensorowego, b) charakterystyki przetwarzania dla różnych ustalonych wartości różnicy temperatur (wzór 74)

W warunkach ustalonego przepływu czynnika zachodzi związek:

$$P_2 = h A_s \Delta T$$

/65/

gdzie:

h — współczynnik konwekcji,

A_s — efektywna powierzchnia przenikania ciepła.

ΔT — spadek temperatury.

Współczynnik h zależy od termicznej przewodności powietrza, średnicy sferycznej sensora, gęstości

powietrza i jego lepkości dynamicznej, współczynnika dyfuzji termicznej i od prędkości przepływu. W przypadku omawianego w [40] przetwornika zachodzi doświadczalnie potwierdzony związek:

$$P_2 = \left(A + B v_p^{\frac{1}{2}} \right) \cdot \Delta T \quad /66/$$

gdzie:

A, B — stałe,

v_p — prędkość przepływu powietrza.

Stałą różnicę temperatur sensora i opływającego go czynnika utrzymuje się dzięki regulacji prądu I_{Rf} korygowanej wpływem temperatury T_p na rezystancję sensora R_T . Przetwornik przez cały czas wykonywania pomiaru znajduje się w równowadze termicznej, to znaczy, że:

$$\frac{R_1}{R_T} = \frac{R_2}{R_f} \quad /67/$$

gdzie:

R_1, R_2, R_T, R_f — oznaczenia jak na rysunku 51.

Obydwa sensory: R_T i R_f są z krzemu o identycznym lub bardzo zbliżonym poziomie domieszkowania, co ogranicza wpływ zmian temperatury na dokładność pomiaru i ułatwia zestrojenie mostka.

Sensor R_f wykonany w formie kulki ma rezystancję wielokrotnie mniejszą od rezystancji sensora R_T .

W związku z tym, że:

$$R_T \gg R_f \quad /68/$$

zachodzi z dużą dokładnością relacja:

$$P_1 = I_r^2 R_f = \frac{U_{cc}^2 \cdot R_f}{(R_2 + R_f)^2} \quad /69/$$

gdzie:

U_{cc} — napięcie zasilania mostka.

Zatem jeśli mostek znajduje się w równowadze i:

$$P_1 = P_2 \quad /70/$$

to ostatecznie:

$$U_{cc} = (R_2 + R_f) \sqrt{\frac{\left(A + B v_p^{\frac{1}{2}} \right) \Delta T}{R_f}} \quad /71/$$

Czułość przetwornika wynosi:

$$\left. \frac{dU_{cc}}{dv_p} \right|_{\Delta T = \text{const}} \approx \sqrt{\frac{\Delta T}{v_p \left(A + B v_p^{\frac{1}{2}} \right)}} \quad /72/$$

W warunkach doświadczalnych uzyskano następującą charakterystyką przetwornika:

$$U_{cc} = \sqrt{\left(C + D v_p^{\frac{1}{2}} \right) \Delta T} \quad /73/$$

gdzie:

$C = 0,961$,

$D = 0,25$

$\Delta T = 10^\circ\text{C}$

Przebiegi charakterystyk doświadczalnych w zależności od różnicy ΔT przedstawiono na rysunku 51. Przystosowanie przetwornika do pomiaru przepływu powietrza dolotowego w samochodach polega na zbudowaniu kanału laminaryzującego.

Porównania przetworników prędkości i natężenia przepływu powietrza dokonano w tablicy 10.

Tablica 10

Porównanie przetworników przepływu powietrza

Nazwa	Stan zastosowania	Zasilanie	Sygnał wyjściowy	Temperaturowy zakres pracy °C	Orientacyjna dokładność pomiaru %
Wiro-akustyczny	Prototyp	Konieczne	f	-40 ... +125	2 ... 5
Ultradźwiękowy	Prototyp	Konieczne	U-	-40 ... +125	1 ... 3
Turbinowy	Prototyp	Zbędne	f	-40 ... +150	5 ... 10
Łopatkowy	Produkcja	Konieczne	U-	-40 ... +125	1 ... 3
Jonowy osiowy	Prototyp	Konieczne	I-	-40 ... +125	ok. 5
Jonowy promieniowy	Prototyp	Konieczne	I-	-40 ... +125	ok. 5
Elektrotermiczny	Produkcja	Konieczne	U-	-40 ... +150	2 ... 5

1.4. Pomiary parametrów charakteryzujących stan powietrza, paliwa, mieszanki paliwowo-powietrznej oraz stan cieplny silnika

1.4.1. Zbiór wielkości korekcyjnych

Uzupełnienie zbioru wielkości przydatnych do sterowania systemami zapłonowymi bez sprzężenia zwrotnego stanowią:

- temperatura powietrza, paliwa lub mieszanki paliwowo-powietrznej, temperatura komory spalania i poszczególnych jej elementów, temperatura cieczy chłodzącej w instalacji chłodzenia silnika, zwłaszcza w bloku cylindrów oraz oleju w misce olejowej,
- skład mieszanki paliwowo-powietrznej,
- intensywność recyrkulacji spalin do kanału wlotowego powietrza,
- wilgotność powietrza,
- stopień jonizacji powietrza,
- wielkość domieszkowania mieszanki paliwowo-powietrznej gazami łatwopalnymi (wodorem, metanem itp).

Ostatnie dwie wielkości nie są dotychczas praktycznie brane pod uwagę podczas projektowania systemów zapłonowych ponieważ nie opracowano metod i przetworników pomiarowych nadających się do wykorzystania w samochodach. Zatem nie będą dalej rozpatrywane.

1.4.2. Pomiary temperatury

● Informacje wstępne

Zakres zmian temperatury, jaki należy uwzględniać przy doborze czujników przeznaczonych do pracy

w samochodowych systemach elektronicznych, zależy przede wszystkim od miejsca pomiaru. Orientacyjne przedziały wartości temperatury podano w tablicy 11.

Tablica 11

Zakresy zmian temperatury niektórych wybranych miejsc i obszarów objętych pomiarem

Obszar pomiarowy	Zakres zmian temperatury w °C
Układ chłodzenia	– 40 ... + 125
Układ smarowania	– 40 ... + 200
Elementy komory spalania:	
świece	– 40 ... + 700*
tłoki	– 40 ... + 400
cylindry	– 40 ... + 300
głowica	– 40 ... + 250
zawory dolotowe	– 40 ... + 200
zawory wylotowe	– 40 ... + 500
Przedział silnika	– 40 ... + 150
Spaliny	do 900
Proces spalania	do 2500
Powietrze dolotowe	– 40 ... + 85
Przedział pasażerski	– 40 ... + 100

* elektrody świecy zapłonowej

W systemach zapłonu wykorzystuje się zazwyczaj te pomiary, które pozwalają określić stan nagrzania silnika, a więc głównie cieczy w układzie chłodzenia, bądź oleju w misce olejowej (stosowane rzadziej), następnie temperatury głowicy, górnej części cylindra, ewentualnie świecy i zaworów wylotowych. Często uwzględnia się temperaturę powietrza dolotowego, natomiast rzadko temperaturę paliwa i spalin.

Najpowszechniej stosuje się czujniki przetwarzające zmiany temperatury na zmiany rezystancji, napięcia lub natężenia prądu. Jednakże najpraktyczniejsze mogą okazać się rezonatory kwarcowe generujące sygnał o częstotliwości uzależnionej od temperatury.

● Przetwarzanie temperatury na częstotliwość

W rezonatorze kwarcowym używanym jako czujnik temperatury wykorzystuje się wpływ temperatury na częstotliwość rezonansową. Wielkość wpływu jest uwarunkowana rodzajem cięcia, które zastosowano przy kształtowaniu elementu kwarcowego rezonatora (rysunek 52).

Według 13 zależność częstotliwości rezonansowej kwarcu od temperatury opisuje równanie:

$$\frac{F_0}{F_0} = a_0 + a_1 (T - T_0) + a_2 (T - T_0)^2 + a_3 (T - T_0)^3 \quad /74$$

gdzie:

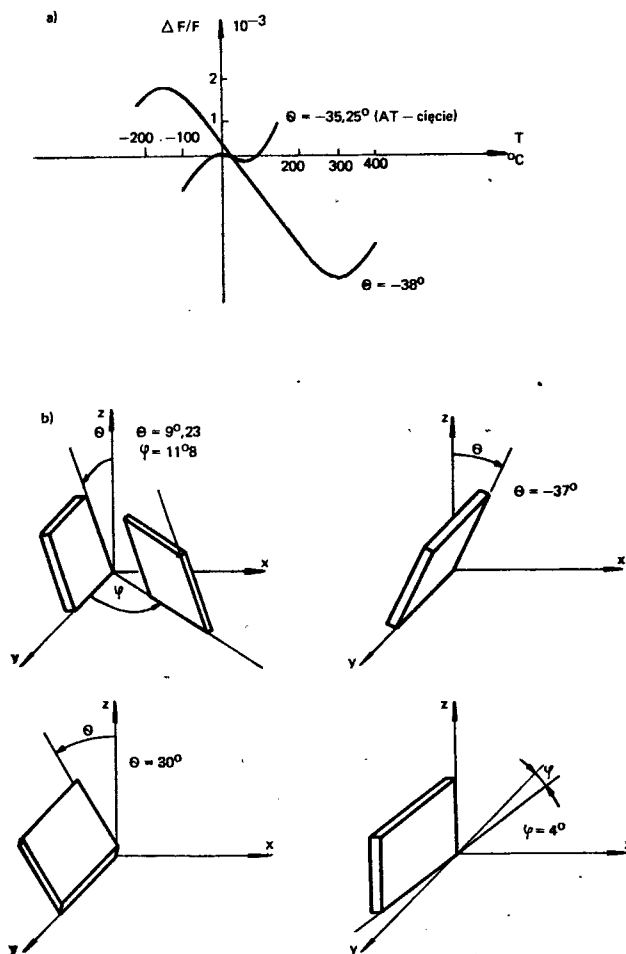
T – temperatura absolutna,

F_0 – częstotliwość rezonansowa kryształu kwarcu w temperaturze T_0 .

a_1, a_2, a_3 – współczynniki temperaturowe uzależnione od rodzaju zastosowanego cięcia kryształu kwarcu.

Przez cięcie AT z kątem $\Theta = -37^\circ$ osiąga się bezwzględną stałą czułość przetwarzania równą $22 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ w zakresie zmian temperatury $-100 \dots +160^\circ\text{C}$.

Wpływ cięć na właściwości metrologiczne rezonatorów kwarcowych przedstawiono w tabelicy 12.



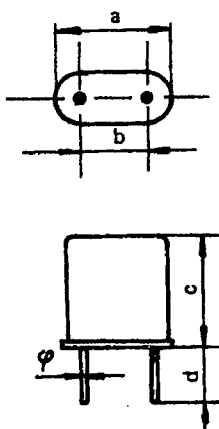
Rys. 52. Kwarcowy przetwornik temperatury: a) charakterystyki przetwarzania kwarcowego przetwornika temperatury w zależności od zastosowanego cięcia kryształu, b) niektóre charakterystyczne cięcia kryształów krzemu nadające określone właściwości charakterystyk przetwarzania kwarcowych czujników temperatury (tabela 12)

Tablica 12

Wpływ rodzaju cięcia kryształu kwarcu na jego właściwości termiczne

Cięcie	Kąt cięcia 1°	Zakres temperatury $^{\circ}\text{C}$	Błąd nieliniowości K	Częstotliwość rezonansowa MHz
AT	$\Theta = 37,0$	0 ... 100	0,4	13,56
	$\Theta = 37,66$	10 ... 120	0,4	13,56
	$\Theta = 38,21$	10 ... 140	0,4	13,56
		10 ... 130	0,7	4,194
ZT	$\Theta = 30,0$	0 ... 140	0,1	13,56
		0 ... 160	0,3	13,56
		- 80 ... 160	0,6	13,56
	$\Theta = 33,0$	- 20 ... 70	0,1	3,9
Y	$\varphi = 4,0$	0 ... 130	0,25	13,56
		0 ... 150	0,35	13,56
		0 ... 170	0,4	13,56
LC	$\Theta = 9,25$ $\varphi = 10,85$	- 80 ... 170	0,4	13,56
		0 ... 170	0,3	13,56
		0 ... 150	0,2	13,56
	$\Theta = 9,45$ $\varphi = 11,1$	- 20 ... 70	0,1	1,65
		- 20 ... 70	0,05	2,097
		- 20 ... 70	0,04	2,20

Czujniki produkują się w postaci przyrządów pokazanych na rysunku 53 (tablica 13).



Rys. 53. Widok kwarcowych przetworników temperatury

Tablica 13

Wymiary produkowanych rezonatorowych czujników temperatury

Czujnik	Wymiary w mm				
	a	b	c	d	
HC-47/U	19,2	12,35	19,5	12,7	0,8
HC-43/U	11,0	4,9	13,4	12,7	0,45
HC-45/U	8,2	3,75	8,6	12,7	0,45

● Przetwarzanie temperatury na napięcie

Bardzo dobrymi właściwościami metrologicznymi odznaczają się tranzystorowe czujniki temperatury serii MTS firmy Motorola. Ich porównania dokonano w tablicy 14.

Tablica 14

Porównanie tranzystorowych czujników temperatury

Tranzystor	Zakres temperatury °C	Błąd nieliniowości %
MTS 102	- 40 ... 150	± 2,0
MTS 103	- 40 ... 150	± 3,0
MTS 105	- 40 ... 150	± 5,0
rezystor Pt	- 40 ... 150	± 2,0
termoelement typu T	- 40 ... 150	± 6,0

Przetwarzanie temperatury na napięcie wynika z zależności:

$$U_{BE} = f(T)$$

/75/

gdzie:

U_{BE} — napięcie na złączu baza—emiter,

T — temperatura bezwzględna złącza

Dla złącza półprzewodnikowego zachodzi zależność:

$$I_F = I_{sat} \cdot \exp \left(\frac{q U_{BE}}{kT} - 1 \right)$$

/76/

gdzie:

I_F — prąd przewodzenia złącza spolaryzowanego w kierunku przewodzącym,

I_{sat} — prąd nasyceń w złączu,

q — ładunek elektronu,

k — stała Boltzmanna,

Ze wzoru /76/ wynika przybliżona zależność:

$$U_{BE} \approx \frac{kT}{q} \left(\ln(I_F/I_{sat}) \right)$$

/77/

gdzie:

$$I_{\text{sat}} = I_p + I_n \quad /78/$$

$$I_p = A \frac{D_p}{L_p} p_{n0} \quad /79/$$

I_p – prąd zależny od intensywności wstrzykiwania dziur,

I_n – prąd zależny od wstrzykiwania elektronów,

D_p – współczynnik dyfuzji,

L_p – długość drogi dyfuzji dla dziur w obszarze n,

p_{n0} – równowagowa koncentracja nośników dla dziur zależna jedynie od temperatury.

Koncentrację p_{n0} określa się wzorem:

$$p_{n0} = \frac{n_i^2}{N_D} \quad /80/$$

stąd:

$$n_i^2 = N_e N_v \exp(-E_g/kT) \quad /81/$$

gdzie:

N_D – koncentracja donorów w materiale półprzewodnika typu p,

n_i – gęstość koncentracji nośników w półprzewodniku samoistnym,

$N_e N_v$ – równoważniki koncentracji domieszkowanych obszarów tworzących złącze,

E_g – energia przerwy między pasmami przewodzenia.

Po uwzględnieniu /78/, /79/, /80/, /81/ otrzymuje się wyrażenie na prąd nasycenia:

$$I_{\text{sat}} = g A N_e N_v \exp(-E_g/kT) \quad /82/$$

gdzie:

$$g = \frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \quad /83/$$

N_A – koncentracja akceptorów w materiale półprzewodnika typu n.

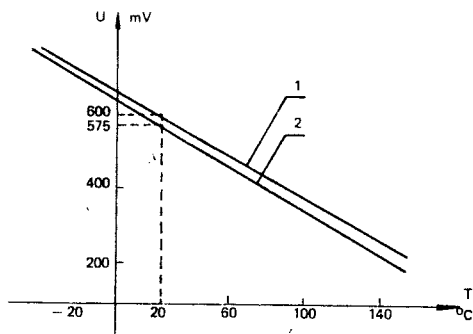
Ostatecznie wzór /77/ można przekształcić do postaci:

$$U_{BE} = \frac{E_g}{q} + \frac{kT}{q} \cdot L_n \left(\frac{I_F}{A \cdot N_e \cdot N_v \cdot g} \right) \quad /84/$$

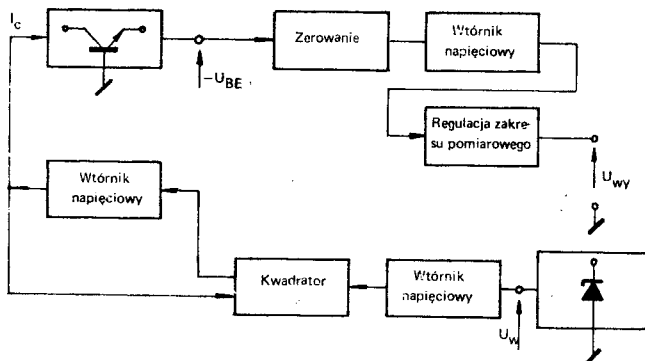
Czułość temperaturową tranzystorów MTS 102 przy napięciu odniesienia $U_{BE} = 600 \text{ mV}$ w temperaturze 25°C opisuje równanie:

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = \frac{-2,25 \text{ mV} + 0,0033 (U_{BE} - 600 \text{ mV})}{\text{deg K}} \text{ w } \frac{\text{mV}}{\text{K}} \quad /85/$$

Charakterystyki tranzystorów MTS 102 mierzących temperaturę, dla których przyjęto punkty odniesienia: ($T = 25^\circ\text{C}$, $U_{BE} = 600 \text{ mV}$); ($T = 25^\circ\text{C}$, $U_{BE} = 575 \text{ mV}$) są porównane na rysunku 54. Typowe układy pomiarowe przeznaczone do współpracy z tranzystorami MTS pokazano na rysunkach 55 i 56. Pierwszy układ mierzy temperaturę bezwzględną, drugi natomiast różnicę temperatur. Porównanie charakterystyk błędu nieliniowości dla różnych czujników temperatury dokonano na rysunku 57.



Rys. 54. Porównanie charakterystyk przetwarzania tranzystora MTS 102 o różnych napięciach, odniesienia U_{BE} w temperaturze 25°C



Rys. 55. Schemat blokowy przetwornika mierzącego temperaturę bezwzględną, w którym zastosowano tranzystor MTS 102

Innym zjawiskiem wykorzystywanym do pomiaru temperatury jest powstawanie siły termoelektrycznej na styku dwóch przewodników charakteryzujących się różnymi wartościami pracy wyjścia elektronów. Wartość tego napięcia opisuje w przybliżeniu wzór:

$$E_{T12} = -\frac{A_1 - A_2}{q} + \frac{kT}{q} \ln \frac{N_1}{N_2} \quad /86/$$

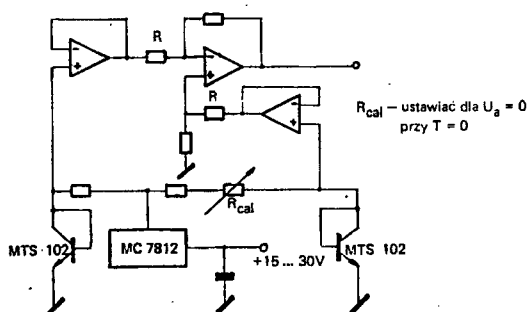
gdzie:

A_1, A_2 – potencjały progowe, których przekroczenie umożliwia elektronom opuszczenie struktury rozdzielających przewodników tworzących styk,
 q – ładunek elektronu,

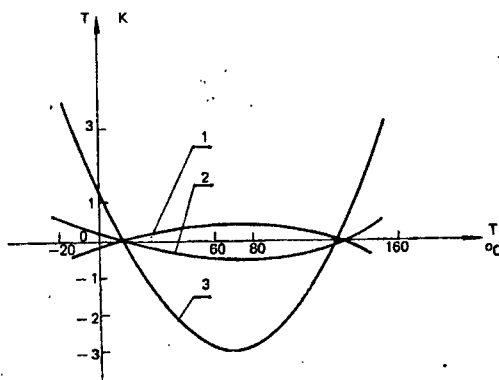
k – stała Boltzmanna,

T – temperatura bezwzględna,

N_1, N_2 – koncentracja elektronów swobodnych w przewodnikach termoelementu.



Rys. 56. Schemat ideowy przetwornika mierzącego różnicę temperatur

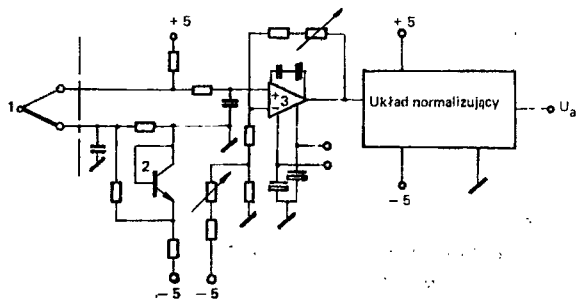


Rys. 57. Porównanie charakterystyk błędów nieliniowości w jednakowym zakresie zmian mierzonej temperatury różnych jej przetworników: 1 – rezystor platynowy, 2 – tranzystor MTS 102, 3 – termoelement typu T

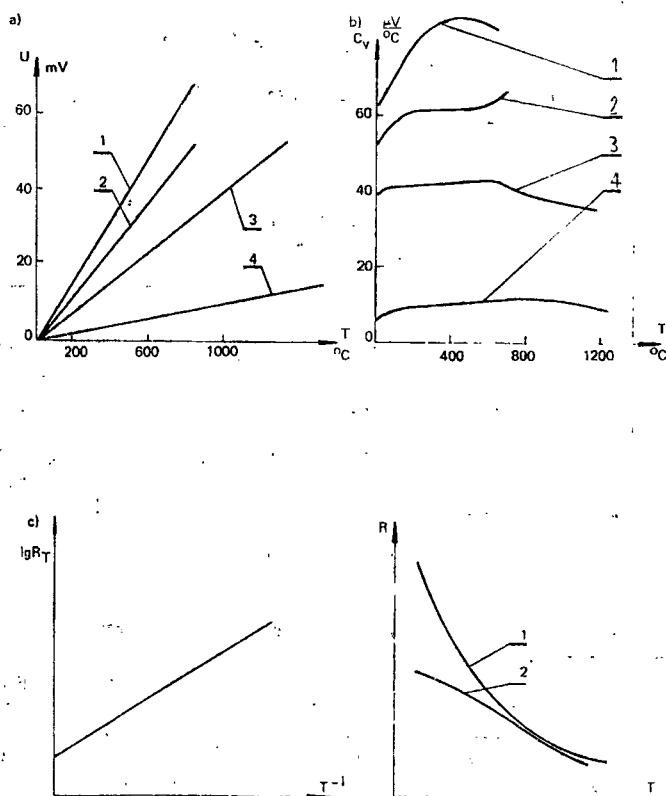
Używając termoelementy do pomiaru temperatury należy liczyć się z błędami pomiarowymi, które są wywoływane przez:

- niedokładne skalowanie,
- zmiany rezystancji termoelementu i wejścia pomiarowego,
- powstawanie dodatkowych źródeł termoelektrycznych.

Przytoczony na rysunku 58 układ mierzy temperaturę w zakresie 0 ... 400°C z nieliniowością 0,5 %. Charakterystyki przetwarzania niektórych termoelementów porównano na rysunku 59.



Rys. 58. Przetwornik temperatury z termoelementem: 1 – termoelement Fe–konstantan, 2 – tranzystor BC 107 z ustalonym poziomem sygnału odniesienia w zakresie zmian temperatury otoczenia 0 ... 50°C, 3 – wzmacniacz ICL7650



Rys. 59. Charakterystyki niektórych termoelementów i termistorów: a) charakterystyki przetwarzania: 1 – chromel–kopel, 2 – żelazo–kopel, 3 – chromel–alumel, 4 – platyna–platynorod, b) charakterystyki czułości termoelementów z rysunku a), c) charakterystyka przetwarzania typowego termistora, 1 – termistor, 2 – termistor równolegle połączony z opornikiem o porównywalnej rezystancji

● Przetwarzanie temperatury na rezystancję

Rezystywność materiałów przewodnikowych opisuje wzór:

$$\varrho = q n \mu^{-1} \quad /87/$$

gdzie:

$$\mu = \frac{V_e}{E} \quad /88/$$

u – ruchliwość elektronów,

V_e – uśredniona prędkość elektronów w kierunku wektora E ,

E – natężenie pola elektrycznego w przewodniku

q – ładunek elektronu,

n – koncentracja swobodnych elektronów w przewodniku.

Ponieważ średnia droga swobodnego przebiegu elektronów jest proporcjonalna do μ i odwrotnie proporcjonalna do temperatury bezwzględnej T , zatem:

$$\varrho = f_1(\mu) = f_2(L) = f_3(T^{-1}) \quad /89/$$

Charakterystyki niektórych termorezystorów podano w tablicy 15.

Porównanie czujników temperatury zostało dokonane w tablicy 16.

Tablica 15

Charakterystyki niektórych termorezystorów metalowych

Termorezystor	Zakres pomiarowy °C	Wzór	Współczynniki wzoru
Platyna	0 ... 600	$R = R_0 \cdot (1 + \alpha T + \beta T^2)$	$\alpha = 3,96847 \cdot 10^{-3}$
	-200 ... 0	$R = R_0 \cdot (1 + \alpha T + \beta T^2 + \gamma T^3 (T - 100))$	$\beta = -5,847 \cdot 10^{-7}$ $\gamma = -4,22 \cdot 10^{-12}$
Miedź	- 50 ... 180	$R = R_0 \cdot (1 + \alpha (T - T_0))$	$\alpha = 4,6 \cdot 10^{-3}$
Nikiel		$R = R_0 \cdot (1 + \alpha T + \beta T^2)$	$\alpha = 4,6 \cdot 10^{-3}$ $\beta = -6,93 \cdot 10^{-6}$

Tablica 16

Porównanie niektórych właściwości czujników temperatury

Czujnik	Zastosowanie	Zakres pomiarowy	Przetwarzanie
1	2	3	4
Kwarcowy	Nie stosowany	- 50 ... 250	$T \rightarrow f$
Tranzystorowy serii MTS	Stosowany	- 40 ... 150	$T \rightarrow U$
Termoelementy:			
Pt – PtRh	?	do 1400	$T \rightarrow U$
chrom–alumel	?	do 1000	$T \rightarrow U$
chromel–kopel	?	do 600	$T \rightarrow U$
Cu–konstantan	?	-200 ... 160	$T \rightarrow U$

c.d. tabl. 16

1	2	3	4
Termorezystory:			
platynowy	Stosowany	— 200 ... 600	T → R → U
nikłowy	?	do 300	T → R → U
Boscha z warstwą Ni	Stosowany	— 40 ... 130	T → R → U

1.4.3. Pozostałe pomiary

● Skład mieszanki paliwowo—powietrznej

Do wykonania pomiaru makroskopowego składu mieszanki można użyć dowolnego czujnika określającego przepływ powietrza i paliwa. Sygnał wyjściowy otrzymuje się przez analogowe lub cyfrowe dzielenie sygnałów z tych czujników zgodnie ze wzorem 90.

$$\lambda = \frac{m_p}{m_q L_t} \quad /90/$$

gdzie:

m_p — masa powietrza,

m_q — masa paliwa

L_t — stechiometryczny skład mieszanki paliwowo—powietrznej zapewniający spalanie całej ilości paliwa przy całkowitym zużyciu tlenu w powietrzu (dla benzyn $L_t \approx 15,06$)

Drugi uproszczony sposób sprowadza się do pomiaru przepływu powietrza i prędkości obrotowej oraz do wygenerowania szukanej wielkości λ na podstawie charakterystyki:

$$\lambda = f(n; v_p \varphi_p/n) \quad /91/$$

gdzie:

$v_p \varphi_p/n$ — wielkość wprost proporcjonalna do ilości powietrza pobranego do cylindra podczas jednego suwu ssania.

Jeśli zasilenie paliwem jest realizowane przez system z sondą — λ , problem określenia składu mieszanki traci znaczenie.

Wydatek paliwa w czasie jazdy może być mierzony za pomocą podobnych przetworników przepływu, jak omówione w punkcie 1.3.4, albo da się określić z wystarczającą dokładnością na podstawie pomiaru czasu wtryskiwania pojedynczej dawki. Pomiar ten wykonuje się za pośrednictwem czujnika ciśnienia wtrysku we wtryskiwaczach lub korzysta się z wartości obliczonej w systemie wtryskowego zasilania paliwem zwykle z czasu wtryskiwania.

● Recyrkulacja spalin

Recyrkulacja spalin jest regulowana zaworem recyrkulacyjnym. Zakres zmian stosunku zawartości spalin do całości pobieranego przez silnik ładunku wynosi zwykle 0 ... 0,2. Natężenie przepływu recyrkulacyjnego spalin mierzy się wartością otwarcia zaworu (dławienia), do czego niezbędna jest znajomość charakterystyki:

$$m_{sp} = f(S, v_{sp}, \alpha_p) \quad /92/$$

gdzie:

m_{sp} — masa recykulowanych spalin,

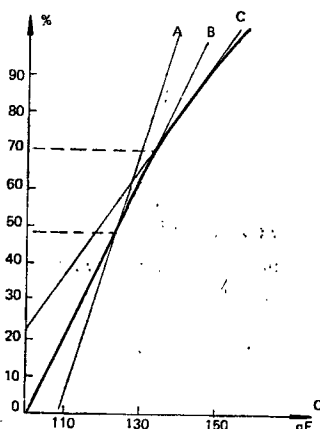
S — efektywny przekrój zaworu recykulacyjnego,

v_{sp} — temperatura spalin,

α_p — kąt otwarcia przepustnicy powietrza.

● Wilgotność powietrza dolotowego

Do pomiaru wilgotności można wykorzystać pojemnościowy przetwornik firmy Valvo składający się z kondensatora o pojemności zmieniającej się w granicach 110 ... 150 pF przy zmianie wilgotności względnej w granicach 0 ... 100 %. Sensor stanowi element generatora RC, a zatem wpływa na częstotliwość sygnału wyjściowego. Charakterystyka przetwarzania sensora jest aproksymowana trzema odciatkami jak na rysunku 60.



Rys. 60. Aproksymowana charakterystyka przetwarzania pojemnościowego sensora względnej wilgotności powietrza

Blok przetwarzający zawiera dodatkowy generator, który wytwarza drgania o częstotliwości $f_0 = 300$ kHz. Obydwa sygnały są przetwarzane na ciąg impulsów, których liczba w okresie czasu zliczania odpowiada procentowej wartości wilgotności względnej. Dla potrzeb systemu zapłonowego przetwarzanie to można pominąć.

2. Czujniki i przetworniki przeznaczone do pracy w systemach ze sprzężeniem zwrotnym

2.1. Wprowadzenie

Systemy zapłonowe ze sprzężeniem zwrotnym wykorzystują czujniki prędkości i położenia wału (1.2), przetworniki przepływu powietrza (1.3) oraz ciśnienia w cylindrach, detektory spalania stukowego i przetworniki momentu obrotowego.

2.2. Piezoelektryczne przetworniki przeznaczone do pomiaru ciśnienia spalania i detekcji stuku

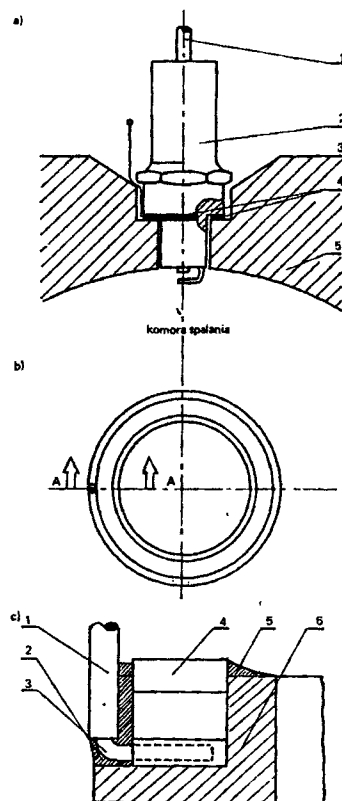
Wymagania stawiane przetwornikom ciśnienia spalania są kształtowane przede wszystkim przez warunki

ki, w jakich powinny działać. Muszą one generować silny, odróżnialny od szumów i zakłóceń sygnał. Zatem powinny posiadać dostatecznie szerokie pasmo przenoszenia, przynajmniej do 15 kHz, które umożliwia wykrywanie spalania stukowego przy wysokich prędkościach obrotowych. Przetworniki te muszą być niezawodne w temperaturze przynajmniej do 250°C, jeśli są umieszczone w obsadzie świecy zapłonowej i w temperaturze do 350 ... 400°C, jeżeli przylegają do ścianki komory spalania poddanej bezpośredniemu oddziaływaniu mierzonego ciśnienia. Ponadto temperatura własna przetwornika nie może wpływać na dokładność detekcji punktu, w którym ciśnienie spalania osiąga wartość szczytową.

Przetwornik ciśnienia spalania powinien nadawać się do powszechnego użytku, a więc koszt jego wytwarzania musi być niski, natomiast trwałość winna przewyższać trwałość systemu zapłonowego.

W przypadku, gdyby przetwornik był wykorzystywany przez system, którego działanie opierałoby się na pomiarze kąta φ_i (położenie szczytu ciśnienia spalania względem GMP) nie musi on odznaczać się stabilnością swoich właściwości elektrycznych i mechanicznych. Jednakże ich zmiana, co jest oczywiste, nie może prowadzić do dezorganizacji pracy tego systemu.

Konstrukcja przetwornika montowanego w obudowie świecy zapłonowej i dającego nadzieję na rychłe zastosowanie w profesjonalnych systemach zapłonu jest przedstawiona na rysunku 61.



Rys. 61. Piezoelektryczny przetwornik ciśnienia spalania: a) miejsce pomiaru, 1—przewód wysokiego napięcia, 2—świeca zapłonowa, 3—sensor piezoelektryczny, 4—ściana głowicy silnika, b) styki pierścienia piezoelektrycznego, c) przekrój A—A pierścienia piezoelektrycznego

Sensorem jest pierścień wykonany z ceramiki ołowiuowo—cyrkonowo—tytanowej o punkcie Curie $T = 365^{\circ}\text{C}$, odznaczający się następującymi właściwościami:

- stała piezoelektryczna $= 2,15 \cdot 10^9 \text{ V/m}$,
- stała dielektryczna $= 7,35 \cdot 10^{-9} \text{ F/m}$,
- gęstość $= 7,75 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3$,
- moduł sprężystości $= 1,45 \cdot 10^{11} \text{ N/m}^2$,
- grubość $= 0,889 \text{ mm}$,
- powierzchnia $= 1,19 \text{ cm}^2$,
- pojemność $= 0,984 \text{ nF}$,
- masa $= 0,820 \text{ g}$,
- częstotliwość rezonansowa $= 2,43 \text{ MHz}$.

Przytoczone właściwości były określane w temperaturze 25°C i częściowo przy częstotliwości drgań 1 kHz . Częstotliwość rezonansowa całego przetwornika wraz ze świecą wynosi $f_0 = 90,6 \text{ kHz}$. Amplituda impulsu napięciowego przy zerowym prądzie obciążenia sensora dochodzi do 20 V . Zależność amplitudy sygnału od ciśnienia spalania jest liniowa. Wyraża ją wzór:

$$U_{we} = \frac{h \cdot A'}{M(f_0^2 - \beta^2)} \cdot p_s \quad /93/$$

gdzie:

M — masa czujnika ze świecą,

$f_0 = 90,6 \text{ kHz}$,

β — częstotliwość obrotów silnika,

A — powierzchnia sensora, na którą wywierany jest nacisk,

h — stała piezoelektryczna,

p_s — ciśnienie wywierane na sensor.

Do odbierania sygnału napięciowego używa się kabli w izolacji teflonowej. Przetwornik pracuje ze wzmacniaczem pomiarowym o bardzo wysokiej impedancji wejściowej (rys. 62), którego transmitancja jest określona wyrażeniem:

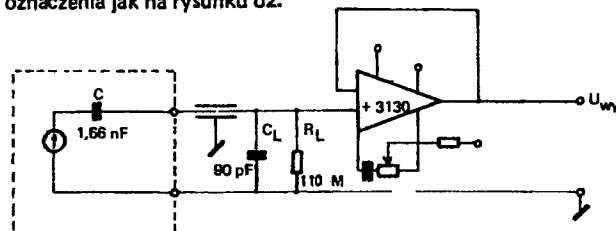
$$\frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = \frac{R_L \cdot C \cdot s}{R_L \cdot (C + C_L) \cdot s + 1} \quad /94/$$

gdzie:

$U_{wy}(s)$ — napięcie wyjściowe wzmacniacza,

$U_{we}(s)$ — napięcie wejściowe,

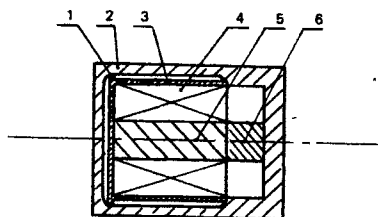
R_L, C_L, C — oznaczenia jak na rysunku 62.



Rys. 62. Schemat zastępczy przetwornika ciśnienia spalania

2.3. Magnetosprężysty detektor spalania stukowego

Konstrukcję przetwornika przedstawiono na rysunku 63.



Rys. 63. Konstrukcja przetwornika magnetosprężystego – detektora spalania stukowego: 1 – pierścień dociskowy, 2 – obudowa, 3 – obudowa cewki, 4 – cewka, 5 – rdzeń o silnych właściwościach magnetostrykcyjnych, 6 – magnes trwały

Sensorem jest pręt z materiału o silnych właściwościach magnetostrykcyjnych, który podczas montażu obciąża się wstępnym naciskiem dla skasowania ewentualnych luzów. Podczas pracy silnika na pręt oddziałują wypadkowa, zmienna w czasie siła pochodząca zarówno od wstępnego nacisku jak i od drgań powodowanych głównie przez spalanie ładunków paliwowo–powietrznych w cylindrach. Drgania te, wpływając na przenikalność magnetyczną rdzenia wywołują fluktuacje przebiegu sygnału wyjściowego proporcjonalne do drugiej pochodnej prędkości względem czasu. Podczas pracy przetwornik z układem przetwarzającym jest dostrajany do prędkości obrotowej silnika.

Wybór miejsca, w którym montuje się przetwornik nie może być przypadkowy. Chodzi o to, aby poziomy sygnałów generowanych przez spalanie w każdym cylindrze były porównywalne ze sobą. Spalanie stukowe odróżnia się od spalania normalnego dzięki porównaniu poziomu drgań towarzyszących obydwu rodzajom spalania. Stuk i detonacja wywołuje większe wartości ciśnienia. Ponieważ w cylindrze tworzą się samojstnie wtórne ośrodki spalania, dochodzi do interferencji fal ciśnienia, co objawia się na zewnątrz w postaci drgań o częstotliwości 10 ... 100 razy większej od częstotliwości obrotów wału korbowego.

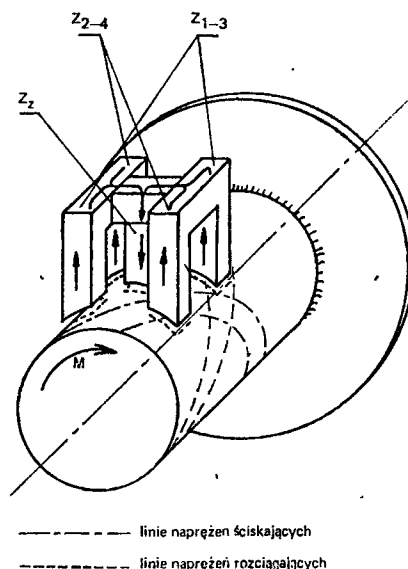
Na koniec trzeba jednak stwierdzić, że przetworniki magnetosprężyste są mniej przydatne dla przeciwstukowych regulatorów kąta wyprzedzenia zapłonu aniżeli piezoelektryczne, gdyż odznaczają się mniejszą czułością i wymagają dostrajania do prędkości obrotowej.

2.4. Pomiar momentu obrotowego

Ze wszystkich metod mierzenia wartości momentu obrotowego, jakie stosuje się we wszelkiego rodzaju maszynach rotacyjnych, w przypadku pomiaru podczas pracy silnika spalinyowego można wykorzystać tylko tę, która polega na wykorzystaniu magnetostrykcyjnych właściwości materiału wału korbowego. Ze względu na sposób pobierania sygnału i zasilania sensorów za pośrednictwem styków ślizgowych, przetworniki tensometryczne wymagają zachowania miejsca pomiarowego w idealnej czystości. Przetworniki oparte na pomiarze przebiegu ciśnienia spalania, również nie są przydatne, gdyż wymagałyby złożonego przetwarzania sygnałów mierzonych na sygnał odpowiadający momentowi obrotowemu. Pozostałe metody bazujące na pomiarze sił reakcji są mało wiarygodne, ponieważ siły oddziałujące na sensory pochodzą nie tylko od nacisku ramion czy punktów podparcia silnika, lecz również są wywołane pracą zawieszenia, drganiami kadłuba silnika, nadwozia i podwozia czy drganiami zespołów

przeniesienia napędu. Zasada działania przetwornika magnetosprężystego polega na wykrywaniu zmian strumienia pola magnetycznego wywoływanych zmianami przenikalności magnetycznej materiału wału odkształcanego skrętnie momentem obrotowym. Odkształcenie to jest proporcjonalne do wartości przenoszonego momentu.

Konstrukcję przetwornika przedstawiono na rysunku 64.

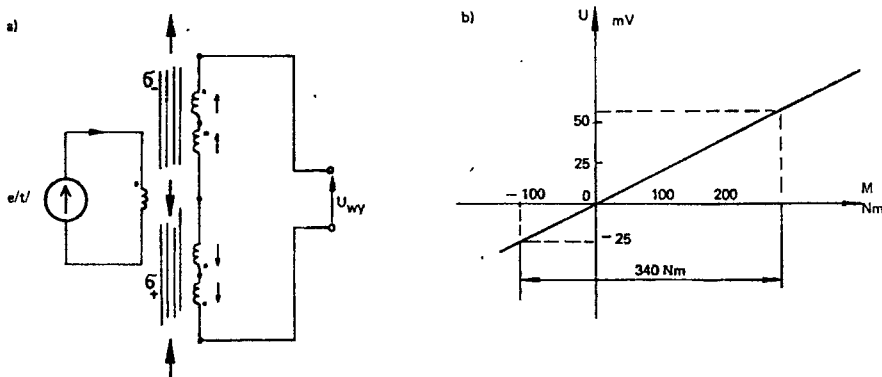


Rys. 64. Magnetosprężysty przetwornik momentu obrotowego

Jest to w zasadzie pięcioramienny transformator z jednym uzwojeniem pierwotnym i z dwiema parami uzwojeń wtórnych, które łączy się po przekątnych. Uzwojenie pierwotne jest zasilane prądem zmiennym złożonym z dwóch składowych: prądu stałego o natężeniu 100 mA i prądu przemiennego o częstotliwości 2 kHz. Składowa stała pozwala uzyskać takie natężenie pola magnetycznego, przy którym właściwości magnetostrykcyjne wału będą najlepiej uwydatnione. Pod wpływem składowej zmiennej w uzwojeniach wtórnych indukują się napięcia zależne również od naprężeń wewnętrznych wału, a więc od względnej przenikalności magnetycznej. Na wyjściu różnicowym uzwojeń wtórnych, z których jedna para indukuje napięcie ze składową proporcjonalną do wzrostu przenikalności magnetycznej (linie naprężeń ściskających), druga ze składową proporcjonalną do zmniejszenia tejże przenikalności (linie naprężeń rozciągających), pobierany jest sygnał wyjściowy będący różnicą indukowanych przez parę uzwojeń wtórnych napięć. Zatem otrzymywany sygnał jest wprost proporcjonalny do momentu obrotowego.

Schemat zastępczy przetwornika i charakterystykę przetwarzania pokazano na rysunku 65. Dokładność pomiaru w warunkach ustalonych uśrednionego momentu obrotowego wynosi 5 % w zakresie $-100 \dots 240$ Nm. Sygnał wyjściowy zmienia się w granicach $-25 \dots 60$ mV. Przetwornik pozwala więc mierzyć wartość momentu i określać jego zwrot. Zaprezentowany w [9] przetwornik ma na każdym ramieniu jednakowe uzwojenia liczące po 1000 zwojów. Ograniczenie częstotliwości napięcia zasilającego do 2 kHz zostało podyktowane koniecznością uchronienia się przed negatywnym wpływem prądu

dów wirowych na dokładność pomiaru jak i na temperaturę elementów magnetycznych przetwornika.



Rys. 65. Schemat zastępczy magnetosprężystego przetwornika momentu obrotowego i jego charakterystyka przetwarzania: a) schemat transformatora, b) charakterystyka przetwarzania

Podsumowanie

Spośród omówionych czujników i przetworników najważniejszych wielkości pomiarowych w technice motoryzacyjnej na największą uwagę zasługują:

- czujniki prędkości obrotowej i kątowego położenia wału: amorficzne, Wieganda, reluktancyjne i tranzystorowe,
- przetworniki określające przepływ powietrza: potencjometr przepustnicy powietrza, piezoporowy przetwornik ciśnienia, wirowy i ultradźwiękowy przetwornik prędkości przepływu, łopatkowy i elektrotermiczny przetwornik natężenia przepływu,
- przetworniki wielkości korekcyjnych: kwarcowe i tranzystorowe przetworniki temperatury oraz termoelementy.

Ponadto należy wymienić piezoelektryczne przetworniki ciśnienia spalania i magnetostrykcyjne przetworniki momentu obrotowego.

Zaprezentowany przegląd czujników i przetworników stosowanych w elektronicznych systemach samochodowych nie obejmuje wszystkich znanych rozwiązań. Pominęto między innymi częstotliwościowe, wibracyjne przetworniki ciśnienia, sondy λ znajdujące zastosowanie w układach wtryskowych ze sprężeniem zwrotnym, przepływomierze wykorzystujące efekt Sagnaca, czujniki analizujące chwilowy skład spalin itp.

Postęp w tej dziedzinie, zwłaszcza w ostatnich latach, jest ogromny. Coraz wyraźniej zaznacza się tendencja projektowania czujników i przetworników pod kątem ich przyszłego użytkowania w systemach mikroprocesorowych. Przyrządy te bywają miniaturyzowane. Dostarczają znormalizowanych sygnałów pomiarowych, które nie wymagają już dodatkowego przetwarzania i co ważniejsze są uniwersalne. Coraz lepsze właściwości metrologiczne, wzrastająca trwałość w warunkach eksploatacji pojazdów, obniżanie kosztów wytwarzania związane z efektywnym upraszczaniem konstrukcji, wykorzystywanie różnorodnych, często nowo odkrytych zjawisk fizycznych dla przetwarzania wielkości nieelektrycznych na elektryczne umożliwiają obecnie masową elektronizację samochodów.

Literatura

- [1] M. Konopiński: Elektronika w technice motoryzacyjnej, WKiŁ, 1979
- [2] Cz. Szczepaniak: Komparatory elektryczne pomiarowe, WNT, 1979
- [3] Second International Conference on Automotive Electronics, IEE London, 1979
- [4] Third International Conference on Automotive Electronics, IEE London, 1981
- [5] Fourth International Conference on Automotive Electronics, IEE London, 1983
- [6] ISATA 81 — International Symposium on Automotive Technology and Automation, Stockholm 1981
- [7] M. Łapiński: Miernictwo wielkości nieelektrycznych, PWN, 1968
- [8] An engine sensor update, Automotive Engineering 8/1982
- [9] Non-contact sensor measures engine torque, Automotive Engineering 1/1982
- [10] H. Hencke: Piezoresistive Druckaufnehmer: Aufbau, Beschaltung und Einsatz Elektronik 10/1980
- [11] K. Bethe, D. Meyer-Ebrecht: Sensoren für die Konsumelektronik, Elektronik 10/1980
- [12] P. O'Neil, C. Derrington: Transistoren als Temperatursensoren, Elektronik 11/1980
- [13] U. Priess: Schwingquartze als hochauflösende Temperaturfühler, Elektronik 6/1982
- [14] U. Maassen: Piezo-Sensoren mit eingebautem Ladungsverstärker, Elektronik 8/1981
- [15] J. Barzykowski, M. Fidos: Hallotronowy przetwornik prędkości obrotowej — zjawiska wirowo-prądowe, Przegląd Elektrotechniczny 12/1980
- [16] M.U. Reissland: Ein neuer Druckaufnehmer für Kfz-Anwendungen Messen + prüfen, / automatik 9/1981
- [17] R. Busch: Sensoren, sensoren ... Messen + prüfen, automatik 9/1980
- [18] J.H. Lienesch, M.K. Krage: Using Microwaves to Phase Cylinder Pressure to Crankshaft Position, SAE 790103
- [19] K.W. Randall, J.D. Powell: A cylinder pressure sensor for spark advance control and knock-detection, SAE 790139
- [20] A. Kochanowski: Entwicklung einer elektronischen Auswerteinrichtung zur Bestimmung des indizierten Mitteldruckes, MTZ 5/1974
- [21] A. Kochanowski: Der Totpunktfehler bei der Bestimmung des indizierten Mitteldruckes von Verbrennungsmotoren, MTZ 1;2/1976
- [22] J. Czerwinski, J. Januła: Pomiar i wyznaczanie zwrotnych położenia tłoka a dokładność obliczeń parametrów indykowanych, Technika Motoryzacyjna 7/1978
- [23] J.H. Curie, D.S. Grossman, J.J. Gumbleton: Energy conservation with increased compression ratio and electronic knock control, SAE 790173
- [24] P.R. Rate, E. Greenstein, J.W. Hile: An analog/digital integrated circuit interface for automotive sensors, SAE 760069
- [25] R.B. Hood: Automotive semiconductor pressure sensors, SAE 760094
- [26] W. Baatz: Automotive turbine fuel flow transducers, SAE 760021
- [27] Sensors for automotive engine control, Automotive Engineering 5/1977
- [28] G.M. Cornetti, F. De Cristofare, R. Gozzelino: Engine failure and high speed knock SAE 770147
- [29] Exhaust temperature sensor developed, Automotive Engineering 6/1980

- [30] K.W. Schlenk: Sensoren und Aktoren auf magnetischer Basis, Elektronik 24/1982
- [31] Si-Drucksensoren: genau und preiswert, Elektronik 20/1982
- [32] Temperaturmessung mit Thermoelement, Elektronik 13/1982
- [33] G. Kramp: Digitale Luftfeuchte-Messschaltungen, Elektronik 16/1982
- [34] J.D. Marks, M.J. Sinko: A new Wiegand distributor with in bowl electronic advance SAE 790148
- [35] J.D. Marks, M.J. Sinko: A Wiegand-effect and its automotive applications, SAE 780208
- [36] J.D. Marks, M.J. Sinko: A Wiegand-effect crankshaft position sensor, SAE 800124
- [37] M.J. Sinko: Simple sensors that need no power, Machine Design 26 04 1979
- [38] W.G. Wolber: Automotive engine control sensors 80 SAE 800121
- [39] L. Halbo, J. Haraldsen: The magnetic field sensitive transistor — a new sensor for crankshaft angle position, SAE 800122
- [40] L.A. Rehn et al: A dual-element, solid-state fluid flow sensor, SAE 800128
- [41] K. Mohri, T. Shirotsugi: Pulse-output type magnetic sensor using plastically helical amorphous ribbons, INTERMAG 1983
- [42] K. Mohri, K. Kasai, T. Konde, H. Fujiwara, M. Matsumoto: Magnetometers using two amorphous core multivibrator bridge, J. Appl. Phys. 11/1982
- [43] Praca zbiorowa pod redakcją Z. Lachowicza: Magnetyki amorficzne. I Krajowe Seminarium na temat Magnetycznych Materiałów Amorficznych, Instytut Fizyki PAN, 1983
- [44] R. Rindolfi: Engine control system with ultrasonic mass air flowmeter, SAE 770855
- [45] P.A. Lakshminarayanan et al: An ultrasonic flowmeter for measurement of gas velocity and temperature in intake and exhaust of an internal combustion engine, SAE 790689
- [46] R. Sauer: Der Luftmengenmesser der L-Jetronic, Bosch Technische Berichte 5/1975/3
- [47] O.Y. Lee, J.L. Pfeifer: Quartz capsule pressure transducer for the automotive industry SAE 810374
- [48] Piezoelectric accelerometer and vibration preamplifier handbook, Brüel and Kjaer 1978