

P. 269

9 — elektroniczne układy pomiarowe

Praca habilitacyjna
Jerzy Kaliński



**PEWNE MOŻLIWOŚCI POMIARU
WIELKOŚCI FIZYCZNYCH
PRZY ZMIENNYCH WŁAŚCIWOŚCIACH
METROLOGICZNYCH
UKŁADU POMIAROWEGO**

42/1983

**Mojemu Nauczycielowi
Prof. dr Januszowi Groszkowskiemu
pracę tę dedykuję**

WARSAWA 1983

Praca habilitacyjna

Praca wpłynęła do Redakcji dnia 22 marca 1983 r.



56995



Na prawach rękopisu

Instytut Podstawowych Problemów Techniki PAN
Nakład 180 egz. Ark.wyd. 5,5. Ark. druk. 8.
Oddano do drukarni w listopadzie 1983 r.
Nr zamówienia 705/83

Warszawska Drukarnia Naukowa, Warszawa,
ul.Śniadeckich 8

<http://rcin.org.pl>

Jerzy Kaliński
Zakład Aparatury Mikrofalowej WILMER
Polska Akademia Nauk

PEWNE MOŻLIWOŚCI POMIARU WIELKOŚCI
FIZYCZNYCH PRZY ZMIENNYCH WŁAŚCIWOŚCIACH
METROLOGICZNYCH UKŁADU POMIAROWEGO

1. Wprowadzenie

1.1. Wstęp

Z roku na rok wzrasta rola spełniana przez elektroniczne urządzenia pomiarowe w bardzo licznych dziedzinach nauki i przemysłu. Czynniki powodującymi ten gwałtowny rozwój są w pierwszym rzędzie: coraz bardziej złożone algorytmy postępowania metrologicznego, coraz krótsze czasy będące do dyspozycji dla dokonania pomiaru oraz coraz wyższe wymagania w zakresie dokładności uzyskiwanych wyników. Czynniki te prowadzą bezpośrednio do szybkiego wzrostu i ilości i jakości zautomatyzowanych systemów pomiarowych przeznaczonych zarówno do badań naukowych jak i kontroli i regulacji przebiegu procesów przemysłowych. Automatyzacja badań naukowych i przemysłowych procesów technologicznych jest hasłem chwili; jest ona ułatwiana przez dynamiczny rozwój technologii materiałów i elementów elektronicznych oraz maszyn matematycznych wraz z licznymi urządzeniami peryferyjnymi /"hardware"/ i odpowiednim oprogramowaniem /"software"/.

Zarówno w badaniach naukowych jak i przemyśle znakomita większość problemów metrologicznych związana jest z pomiarem za pomocą metod elektrycznych wielkości fizycznych o charakterze nieelektrycznym. Optymalnym sposobem realizacji pomiaru jest przeprowadzenie go w sposób nieniszczący badanej próbki oraz bezstykowy, ciągły i bezinercyjny - z natychmiastowym otrzymaniem wyniku. Takie cechy pomiaru przy zachowaniu wymaganej dokładności uzyskiwanych wyników umożliwiają bowiem wszechstronne wykorzystanie otrzymywanych informacji.

Pomiar wielkości fizycznych o charakterze nieelektrycznym za pomocą metod i urządzeń elektrycznych lub elektronicznych realizowany jest poprzez:

- przetworzenie wielkości fizycznej o charakterze nieelektrycznym na wielkość fizyczną o charakterze elektrycznym,
- wyznaczenie wartości przetworzonej wielkości elektrycznej bądź bezpośrednio, bądź po jej przetworzeniu na inną wielkość elektryczną, wygodniejszą do zobrazowania, zarejestrowania lub dalszego wykorzystania.

Przetworzenie wielkości fizycznych o charakterze nieelektrycznym na wielkości elektryczne osiągane jest za pomocą przetworników typu generacyjnego lub parametrycznego. W pierwszym przypadku wartość mierzonej wielkości fizycznej o charakterze nieelektrycznym skorelowana jest bezpośrednio z wartością wytworzonej w wyniku przetwarzania wielkości elektrycznej /prądu lub napięcia/. W drugim przypadku układ przetwornika wymaga zasilania sygnałem stanowiącym nośnik poszukiwanej informacji o wartości wielkości nieelektrycznej. Określony parametr tego sygnału o charakterze elektrycznym winien być jednoznacznie uzależniony od wartości nieelektrycznej wielkości mierzonej.

Wyznaczenie wartości przetworzonej wielkości elektrycznej osiągane jest za pomocą odpowiednich metod i urządzeń pomiarowych poprzez porównanie ciągłe lub dyskretne z wzorcem pierwotnym lub wtórnym tejże wielkości elektrycznej.

Jako sygnały zasilające przetworników parametrycznych stosowane są sygnały elektryczne prądu stałego względnie małej, średniej lub wielkiej częstotliwości, pobudzenia elektromechaniczne, różnego rodzaju promieniowanie elektromagnetyczne itp. Zależność określonego parametru sygnału zasilającego oddziaływującego z badanym obiektem od wartości przetwarzanej wielkości nieelektrycznej jest równaniem przetwarzania zespołu wejściowego urządzenia pomiarowego. Rodzaj wykorzystywanego sygnału dostosowywany jest do charakteru przetwarzanej wielkości, do zakresu jej zmian oraz do sposobu przeprowadzenia pomiaru.

Niezależnie od przyjętej metody i od sposobu przeprowadzania pomiaru można stwierdzić, że niedokładność pomiaru fizycznych wielkości nieelektrycznych za pomocą metod i urządzeń

elektrycznych powodowana jest przez cztery główne grupy przyczyn związane z:

- badanym obiektem, jego właściwościami fizycznymi względnie chemicznymi i ich zależnością od czasu i warunków przebiegu eksperymentu bądź procesu technologicznego,
- zjawiskiem fizycznym wykorzystywanym do przetworzenia badanej wielkości nieelektrycznej X_{ne} na mierzoną wielkość elektryczną X oraz zależnością wielkości przetworzonej od innych zjawisk fizycznych towarzyszących eksperymentowi lub wynikających z technologii procesu,
- urządzeniem pomiarowym wielkości elektrycznej przetworzonej z badanej wielkości nieelektrycznej, w pierwszym rzędzie ze stałością jego równania przetwarzania $\alpha_X = f(X)$ w funkcji czasu i oddziaływań środowiskowych,
- wzorcami wartości wielkości mierzonej /nieelektrycznej/ i przetworzonej /elektrycznej/ będącymi do dyspozycji oraz metodami wzorcowania /kalibracji/ urządzenia pomiarowego tj. podporządkowywania kolejnym wartościom X_{ne} odpowiednich wartości X oraz kolejnym wartościom X odpowiednich wskazań α_X .

Niedokładność wyniku pomiaru mierzonej wielkości nieelektrycznej jest zawsze wypadkową niedokładności powodowanych przez w/w przyczyny. Udział poszczególnych składowych w niedokładności wypadkowej jest zasadniczo różny w zależności od rodzaju badanego obiektu, charakteru mierzonej wielkości, wykorzystywanego zjawiska fizycznego, rodzaju eksperymentu bądź procesu technologicznego, przyjętej metody pomiaru, sposobu jego przeprowadzania i rozwiązania urządzenia pomiarowego, skali natężeń oddziaływań środowiskowych itp.

Zastosowanie metrologii elektrycznej w automatyzacji badań naukowych i pomiarach przemysłowych wymaga więc specyficznego podejścia zarówno do wyboru metody pomiaru jak i jej oprzyrządowania. Podejście takie konieczne jest przede wszystkim w przypadku wymaganego od urządzenia długiego okresu działania bez ingerencji obsługi oraz w przypadku poddawania urządzenia pomiarowego zróżnicowanym oddziaływaniom środowiskowych o charakterze mechaniczno-klimatycznym. W/w czynniki powodują bo-

wiem zmiany początkowych parametrów podzespołów i zespołów składowych urządzenia i w konsekwencji niekontrolowane zmiany parametrów metrologicznych całego urządzenia pomiarowego i wzrost niedokładności wyników. Znana jest przy tym - chociażby z danych fabrycznych - podatność licznych czynnych i biernych elementów składowych urządzeń wykorzystujących np. promieniowanie elektromagnetyczne wielkiej częstotliwości na wpływ czasu i oddziaływań środowiskowych, w szczególności temperaturowych. Czynnikiem ten jest tym istotniejszy, że w większości przypadków elementy te nie dają się objąć pętlami stabilizującymi ujemnych sprzężeń zwrotnych lub wyprzedzających. To też wpływ w/w oddziaływań na wynik pomiaru wartości badanej wielkości elektrycznej minimalizowany musi być za pomocą odpowiednich rozwiązań systemowych i układowych urządzeń pomiarowych.

1.2. Przetwornik wielkości fizycznych i metody pomiaru przetworzonej wielkości elektrycznej

Pomiar określonej wielkości fizycznej może być przeprowadzony w sposób stykowy lub bezstykowy.

Pomiar stykowy wymaga bezpośredniego kontaktu pomiędzy obiektem mierzonym i czujnikiem urządzenia pomiarowego. To też istotnymi wadami pomiaru stykowego są: możliwość oddziaływania czujnika urządzenia pomiarowego na wartość mierzonej wielkości, możliwość występowania zjawisk przejściowych na styku obiekt mierzony-czujnik urządzenia pomiarowego oraz możliwość oddziaływania badanego obiektu na stan czynnych powierzchni czujnika /np. mechanicznego, chemicznego/.

Pomiar bezstykowy przeprowadzany jest zdalnie, bez konieczności kontaktu badanego obiektu z czujnikiem urządzenia pomiarowego, to też oddziaływanie w/w czynników można uznać za praktycznie pomijalne.

O ile pomiar stykowy dopuszcza do stosowania wszelkiego typu sygnałów zasilających, o tyle pomiar bezstykowy zawiąza te możliwości do sygnałów przenoszonych przez ośrodek pośredniczący, a więc w zasadzie do promieniowania elektromagnetycznego np.: widzialnego, podczerwonego, nadfioletowego, roentgenowskiego, neutronowego lub mikrofalowego. Zależność np. mocy,

amplitudy, częstotliwości lub fazy / w przypadku promieniowania koherentnego/ stosowanego promieniowania od wartości nieelektrycznej wielkości mierzonej jest równaniem przetwarzania takiego przetwornika.

Przy oczywistych zaletach istotnymi wadami pomiaru bezstykowego w porównaniu z pomiarem stykowym są dodatkowe przyczyny niedokładności wyników pomiaru powodowane:

- koniecznością wypromieniowania mocy ze źródła promieniowania do ośrodka pośredniczącego /dopasowanie/,
- wpływem ośrodka pośredniczącego między źródłem, obiektem badanym i detektorem /pochłanianie/,
- wpływem praw propagacji zastosowanego rodzaju promieniowania w przestrzeni pomiędzy źródłem i detektorem /przenikanie, ugięcie, odbicie, rozproszenie/,
- koniecznością odbioru promieniowania z zakodowaną informacją przez układ detekcyjny /charakterystyka odbioru, dopasowanie, stosunek sygnału do szumu/.

Czynnikiem decydującym jest tu oczywiście zmienność ustalonych pierwotnie warunków pomiaru w funkcji czasu i występujących oddziaływań środowiskowych. Czynnikiem dodatkowym jest złożoność matematycznych zależności wiążących parametry stosowanego promieniowania z właściwościami badanych obiektów, cechami ośrodka i charakterystykami detektorów.

Mierzona w sposób stykowy lub bezstykowy wielkość nieelektryczna X_{ne} po jej przetworzeniu na wielkość elektryczną X wartościowana jest w urządzeniu pomiarowym przez porównanie z wzorcem elektrycznym. Porównanie to realizowane jest za pomocą jednej z podstawowych metod pomiarowych: metody zerowej, wychyłowej lub kombinacji tych metod /metody różnicowej/.

Metoda zerowa i różnicowa wykorzystuje wzorec X_N wielkości elektrycznej X przetworzonej z wielkości nieelektrycznej X_{ne} zgodnie z ustaloną funkcją przetwarzania:

$$/1/ \quad X = f(X_{ne}).$$

Z wartości płynnie bądź skokowo regulowanego wzorca przy zerowym, określonym lub zmiennym poziomie sygnału elektrycznego w obwodzie wyjściowym układu komparatora wartości:

$$/2/ \quad e = f(X - X_N) = 0$$

$$/3/ \quad e = f(X + X_N) = \text{const} = c$$

$$/4/ \quad e = f(X - X_N) = 0 \pm F(\Delta X)$$

odczytywana jest wartość wielkości elektrycznej X i związanej z nią jednoznacznie wielkości X_{ne} .

Schematy ideowe dwóch podstawowych wariantów układów pomiarowych przedstawione są na rysunkach 1 i 2.

Metoda wychyłowa nie wykorzystuje w procesie metrologicznym wzorca pierwotnego, lecz jedynie wzorec wtórny, cechowany za pomocą wzorca pierwotnego i metody wzorcowej obowiązującej dla mierzonej wielkości. Wartość mierzonej wielkości elektrycznej X odwzorowywana jest wartością sygnału elektrycznego:

$$/5/ \quad e = f(X).$$

Schemat ideowy układu pomiarowego realizującego taką metodę przedstawiony jest na rysunku 3.

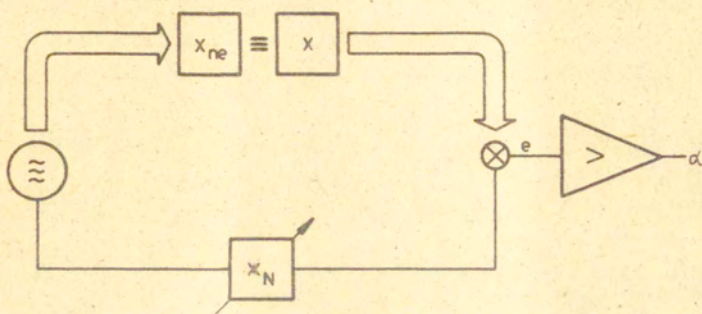
W każdym z powyższych przypadków podstawowym wymaganiem dla uzyskania pomiaru wielkości X_{ne} jest stałość i powtarzalność funkcji przetwarzania tej wielkości nieelektrycznej na wielkość elektryczną $X(X_{ne}/X)$.

Zależność winna wynikać z podstawowych praw fizyki, nie podlegać wpływowi czasu i czynników środowiskowych, nie być uzależnioną od warunków sprzężenia badanego obiektu z urządzeniem pomiarowym oraz nie być uzależnioną od innych cech badanego obiektu, tak o charakterze nieelektrycznym jak i elektrycznym.

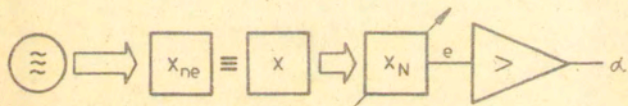
Oznaczając przez A, B, C, \dots inne własności nieelektryczne i elektryczne badanego obiektu można ten ostatni warunek zapisać jako:

$$/6/ \quad X \neq Y(A, B, C, \dots).$$

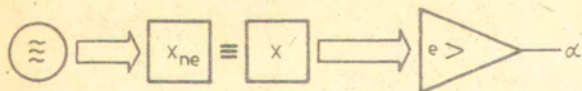
Właściwości te będą oczywiście różne dla różnych częstotliwości widma sygnałów zasilających przetwornik parametryczny urządzenia pomiarowego i zależeć będą w dużej mierze od rodzaju



Rys. 1 - Schemat ideowy układu pomiarowego realizującego zerową lub różnicową metodę pomiaru - wariant 1.



Rys. 2 - Schemat ideowy układu pomiarowego realizującego zerową lub różnicową metodę pomiaru - wariant 2.



Rys. 3 - Schemat ideowy układu pomiarowego realizującego wychyłową metodę pomiaru.

wielkości mierzonej X_{ne} .

Oczywistym warunkiem stałości funkcji przetwarzania X_{ne}/X jest brak zwrotnego oddziaływania urządzenia pomiarowego na wartość mierzonej wielkości nieelektrycznej. Warunek ten można zapisać jako:

$$/7/ \quad X_{ne} \neq \emptyset (X) .$$

Warunek ten jest łatwiejszy do spełnienia przy bezstykowym sposobie przeprowadzania pomiaru.

Wpływ na wynik przetwarzania X_{ne}/X mogą wywierać również te parametry sygnału zasilającego przetwornik, które nie biorą bezpośredniego udziału w przetwarzaniu, lecz których zmiany w stosunku do wartości pierwotnej mogą zmieniać współczynniki funkcji przetwarzania jak np. wartość poziomu początkowego, nachylenie charakterystyki lub jej kształt itp. Ten rodzaj wpływów zależy w dużej mierze od właściwości badanego obiektu i parametrów układu przetwornika wielkości X_{ne}/X np. jego charakterystyki częstotliwościowej lub fazowej przy wykorzystywaniu właściwości amplitudowych lub odwrotnie.

Podobny wpływ mogą wywierać również zmienne warunki otoczenia przetwornika, a w szczególności temperatura, wibracje, udary i naprężenia mechaniczne powodujące przemieszczenia geometryczne elementów składowych przetwornika względem siebie.

Dalszym istotnym czynnikiem jest charakter zależności parametru sygnału zasilającego przetwornik od wartości badanej wielkości nieelektrycznej X_{ne} . Optymalną z punktu widzenia zdolności rozdzielczej w całym zakresie pomiarowym i dalszego wykorzystania w urządzeniu pomiarowym jest najczęściej liniowa zależność obu wielkości:

$$/8/ \quad X = a X_{ne} + b ,$$

gdzie przez a i b oznaczone są współczynniki stałe. Często jednak, ze względu na np. logarytmiczny bądź wykładniczy związek funkcyjny między oboma wielkościami, liniowa zależność sygnału wyjściowego urządzenia pomiarowego od wartości mierzonej wielkości nieelektrycznej musi być uzyskiwana poprzez odpowiednie opracowanie matematyczne sygnału elektrycznego, zawie-

rającego zakodowaną informację o wartości wielkości X:

/9/

$$e = f(X).$$

Jest to szczególnie istotne przy wychyłowych metodach pomiaru. Również jednak przy metodach zerowych czynnik ten musi być brany pod uwagę, a to ze względu na rozwiązania konstrukcyjne regulowanego wzorca wielkości X oraz ewentualność odwzorowania wartości tejże wielkości wzorcowej za pomocą sygnału elektrycznego, łatwiejszego do odczytania i dalszego wykorzystania /rejestracji, regulacji/.

Pod wymaganiem stałości i powtarzalności funkcji przetwarzania nieelektrycznej wielkości mierzonej X_{ne} na wielkość elektryczną X rozumiane jest ostateczne wyeliminowanie bądź zminimalizowanie wpływu na wynik przetwarzania czynników ubocznych związanych z:

- obiektem badanym, którego mierzona właściwość winna oddziaływać w sposób dominujący na określony parametr sygnału zasilającego, a zależność tegoż parametru od pozostałych cech obiektu winna mieć charakter dalszego rzędu lub być kompensowana,
- sposobem sprzężenia badanego obiektu z urządzeniem pomiarowym, który nie powinien dopuszczać do wpływu urządzenia pomiarowego na wartość mierzonej wielkości nieelektrycznej w całym zakresie jej zmian,
- źródłem sygnału zasilającego przetwornik i stanowiącego nośnik informacji o wartości mierzonej wielkości nieelektrycznej, sposobem połączenia źródła z badanym obiektem przy pomiarze stykowym lub jego sprzężeniem z ośrodkiem transmisyjnym i ośrodka transmisyjnego z obiektem badanym przy pomiarze bezstykowym jak i ewentualnie stałością jego parametrów wtórnych dla wyniku przetwarzania np. argumentu przy wykorzystywaniu modułu jako parametru podstawowego, oraz
- odbiornikiem sygnału /dekoderem informacji/ i sposobem jego połączenia z badanym obiektem lub jego sprzężenia z ośrodkiem transmisyjnym i ośrodka transmisyjnego z obiektem badanym.

Uwzględnienie wszystkich wymienionych wyżej czynników winno doprowadzić do uzyskania jednoznaczności odwzorowania wartości nieelektrycznej wielkości mierzonej X_{ne} wartością określonej wielkości elektrycznej X zgodnie z funkcją przetwarzania ustaloną w procesie kalibracji.

Wartość uzyskanej w wyniku przetworzenia wielkości elektrycznej X określana jest za pomocą jednej z wyżej wymienionych metod pomiarowych przez porównanie z wzorcem tejże wielkości X_N . Niezależnie przy tem od zastosowanej metody pomiaru czynnikami decydującymi o możliwej do uzyskania dokładności wyniku pomiaru są:

- niedokładność regulowanego wzorca pierwotnego bądź wtórnego X_N w całym zakresie zmian jego wartości /odpowiadającym zakresowi zmian wartości wielkości mierzonej X / i jej zmiany w funkcji czasu i oddziaływań środowiskowych,
- zdolność rozdzielcza odczytu wartości wzorca w całym zakresie zmian wartości wielkości mierzonej /wartość działki elementarnej/,
- zdolność rozdzielcza wskaźnika zrównoważenia X i X_N i jej zmiany w funkcji wartości mierzonej wielkości X przy metodzie zerowej oraz stałość parametrów podstawowych wszystkich źródeł sygnałów stałych i zmiennych przetworników częstotliwości i poziomu w torze elektrycznego sygnału pomiarowego $e(X)$ przy metodzie wychyłowej. Przy różnicowej metodzie pomiaru uzyskiwana niedokładność wyników zależy od obu w/w czynników, lecz w ograniczonym stopniu.

Zalety i wady trzech podstawowych metod porównania wartości wielkości mierzonej X ze wzorcem tej wielkości X_N są dobrze znane. W tym miejscu wystarczy wspomnieć, że przy wyborze metody pomiaru optymalnej dla danego problemu metrologicznego uwzględniane są:

- charakter mierzonej wielkości elektrycznej,
- zakres wartości mierzonej wielkości, jej zmienność w czasie,
- rodzaje wzorców tej wielkości będące do dyspozycji /pierwotne - wtórne, regulowane - stałe/,
- wymagana zdolność rozdzielcza,

- dopuszczalna niedokładność wyniku pomiaru,
- wymagany kształt charakterystyki przetwarzania X/e /np. liniowość/,
- dopuszczalny czas opóźnienia informacji wyjściowej,
- sposób wykorzystania informacji wyjściowej,
- rodzaje i natężenia oddziaływań środowiskowych,
- wymagany czas działania urządzenia z zachowaniem początkowych parametrów metrologicznych /bez ingerencji obsługi/ itp.

W licznych przypadkach zalety metod wychyłowych przeważają nad ich niedogodnościami, a urządzenia pomiarowe wykorzystujące te metody pomiaru stosowane są szeroko tak w badaniach naukowych jak i w metrologii przemysłowej.

Ze względu na założony ogólny charakter niniejszych rozważań dyskutowane w nich będą w dalszym ciągu jedynie czynniki związane bezpośrednio z urządzeniem pomiarowym w zasadzie dowolnej wielkości fizycznej o charakterze nieelektrycznym, już po jej przetworzeniu na określoną wielkość elektryczną.

1.3. Składowe niedokładności pomiaru wielkości elektrycznych

Przed przystąpieniem do analizy źródeł błędów pomiaru i ich wpływu na wypadkową niedokładność wyników pomiaru należy pokrótce przypomnieć charakterystyczne cechy błędów pomiaru istotne dla wyboru metod minimalizacji ich wpływu na wynik, a niezależne od źródeł ich pochodzenia.

Z punktu widzenia niniejszych rozważań wyróżnić trzeba przede wszystkim dwie podstawowe składowe niedokładności wyników pomiaru: błąd systematyczny i błąd przypadkowy. Uwzględnić należy również charakter tych błędów: statyczny i dynamiczny.

Błędy systematyczne powodowane są przez powtarzalne, dające się określić matematycznie bądź graficznie zależności parametrów metrologicznych zespołów składowych urządzenia pomiarowego od poszczególnych rodzajów zewnętrznych oddziaływań środowiskowych względnie od zmian warunków zasilania. Błędy systematyczne nie uwzględnione przy instalacji i kalibracji urządzenia pomiarowego są bezpośrednią przyczyną błędu wyniku pomiaru.

Błędy przypadkowe powodowane są przez niepowtarzalne, podda-

ne regułem statystyki matematycznej oddziaływania różnych czynników zewnętrznych lub wewnętrznych na wynik pomiaru wielkości mierzonej. Oddziaływania te mogą dotyczyć zarówno samego urządzenia pomiarowego jak i jego obsługi. Ze względu na różnorodność błędów przypadkowych ich wartość średnia w dużych jednostkach czasu oscyluje wokół zera; wartość chwilowa może jednak być znaczna, a jej udział w niedokładności wyniku pomiaru istotny lub nawet dominujący. Objawia się on różnymi wynikami kolejnych pomiarów tej samej wartości mierzonej wielkości przy zachowaniu stałych zewnętrznych warunków pomiaru. Błąd przypadkowy, zmienny wokół zera, wyznacza powtarzalność wyniku pomiaru możliwą do uzyskania za pomocą danego urządzenia.

Jako niedokładność wyniku pomiaru może więc być przyjęta zgodnie z propozycją Hayward'a [1] wypadkowa obu wielkości:

$$/10/ \quad \text{NIEDOKŁADNOŚĆ} = \sqrt{\text{BŁĄD}^2 + \text{POWTARZALNOŚĆ}^2} .$$

Jest ona oczywiście zawsze większa lub co najwyżej równa zdolności rozdzielczej urządzenia pomiarowego i zależy od wartości mierzonej wielkości oraz od charakteru zmian tej wartości w czasie.

Jeżeli wartość mierzonej wielkości może być uznana za niezmienną w funkcji czasu a związek funkcyjny pomiędzy tą wielkością i sygnałem wyjściowym urządzenia pomiarowego określony jest stałą /przetwarzanie liniowe/ lub opisany np. funkcją algebraiczną /przetwarzanie nieliniowe/ niedokładność pomiaru jest funkcją wartości mierzonej wielkości /błąd statyczny/.

Jeżeli wartość wielkości mierzonej jest zmienna w czasie a związek funkcyjny pomiędzy tą wielkością i sygnałem wyjściowym urządzenia pomiarowego wyrażony jest równaniem różniczkowym niedokładność pomiaru zależy zarówno od wartości mierzonej wielkości jak i od jej zmian w czasie /błąd dynamiczny/.

Pierwszy z wymienionych wyżej przypadków ma miejsce np. przy wrywkowych pomiarach próbek materiału pobieranego okresowo z instalacji badawczej lub technologicznej procesu; drugi przy ciągłych pomiarach technologicznych strumienia materiału przenoszonego np. przez instalację technologiczną tegoż procesu i obszar pomiarowy czujnika.

Przy założeniu liniowości urządzenia pomiarowego obie wymienione wyżej funkcje przetwarzania można zapisać w postaci ogólnej:

$$/11/ \quad a \alpha_X = b X,$$

$$/12/ \quad a_0 \alpha_X + a_1 \alpha_X' + a_2 \alpha_X'' + \dots + a_k \alpha_X^k = \\ = b_0 X + b_1 X' + b_2 X'' + \dots + b_g X^g,$$

gdzie przez α_X określono sygnał wyjściowy urządzenia pomiarowego a przez $a, a_0, a_1, \dots, a_k, b, b_0, b_1, \dots, b_g$ stałe współczynniki.

Jak z przeprowadzonych wyżej rozważań wynika graniczna wartość niedokładności określonego urządzenia pomiarowego eksploatowanego w określonych warunkach wyznaczana jest przez błąd statyczny o charakterze systematycznym i przypadkowym. Niedokładność ta ulega lub ulec może zwiększeniu w przypadku wystąpienia dodatkowych błędów dynamicznych, również o charakterze systematycznym i przypadkowym. Błąd statyczny jest bowiem graniczną wartością błędu dynamicznego do której dąży ten ostatni w przypadku ustalania się wartości wielkości mierzonej w funkcji czasu.

Rzeczywisty związek funkcyjny między wielkością mierzoną X i jej zobrazowaniem przez urządzenie pomiarowe α_X jest znacznie bardziej złożony niż to przedstawia zależność /11/ lub /12/. W zapisie funkcji przetwarzania urządzenia pomiarowego należy bowiem uwzględnić wszystkie wielkości oddziaływujące na wartość α_X , a mianowicie: wielkości wejściowe sumujące się z sygnałem pomiarowym lub zniekształcające charakterystykę przetwarzania wielkości elektrycznej X na sygnał elektryczny e i tegoż sygnału na sygnał wyjściowy α_X oraz stałe i regulowane parametry metrologiczne urządzenia. Oznaczając przez X, x_1, x_2, \dots, x_n wielkości wejściowe, przez s_1, s_2, \dots, s_n parametry stałe oraz przez r_1, r_2, \dots, r_n parametry regulowane urządzenia pomiarowego jego funkcję przetwarzania można zapisać jako:

$$/13/ \quad \alpha_X = f(X, x_1, x_2, \dots, x_n, s_1, s_2, \dots, s_n, r_1, r_2, \dots, r_n).$$

Postać tej funkcji określa w pełni właściwości metrologiczne

urządzenia dla stałych lub zmiennych w czasie wielkości mierzonych. Jako wielkości wejściowe zostały w tym zapisie potraktowane wszystkie czynniki oddziaływujące na niedokładność wyniku pomiaru α_X ustalonej wartości elektrycznej wielkości mierzonej X za pomocą elektrycznych metod i urządzeń pomiarowych.

Przed przystąpieniem do spełniania swych funkcji metrologicznych każde urządzenie pomiarowe poddawane jest procesowi kalibracji czyli takiemu dobraniu parametrów r_1, \dots, r_n do parametrów s_1, \dots, s_n by przy pomiarze X_N uzyskać znany wynik α_N . Pierwotna charakterystyka przetwarzania urządzenia pomiarowego wyznaczana jest w warunkach odniesienia tzn. po określonym czasie działania urządzenia, przy określonym napięciu zasilania, temperaturze i wilgotności otoczenia, najczęściej w nieobecności wszelkiego typu oddziaływań o charakterze mechanicznym /wibracje, udary/, elektromagnetycznym /pola zakłócające/ lub środowiskowym /pył, mgła wodna, atmosfera gazowa/. Każde odchylenie od warunków odniesienia oraz czas działania urządzenia wpływający od chwili jego kalibracji powodują lub co najmniej mogą powodować wzrost niedokładności wyników pomiaru. Wpływ zmian poszczególnych parametrów metrologicznych urządzenia $s_1, s_2, \dots, s_n, r_1, r_2, \dots, r_n$ na wynik pomiaru nie jest oczywiście jednakowy. Może on być obliczony jako pochodna cząstkowa funkcji przetwarzania względem tego parametru traktowanego jako zmienna niezależna. Z punktu widzenia wypadkowej niedokładności pomiaru wpływ poszczególnych oddziaływań na ten wynik nie ma najczęściej większego znaczenia. Istotnym jest dopiero efekt sumaryczny wszystkich występujących oddziaływań. To też funkcję przetwarzania urządzenia pomiarowego wygodniej jest przedstawić w postaci:

$$/14/ \quad \alpha_X = f(X, x_1, x_2, \dots, x_n),$$

gdzie wszystkie symbole od x_1 do x_n oznaczają wielkości wpływające na wynik przetwarzania.

Składową systematyczną niedokładności pomiaru powodowaną wpływem tych wielkości można wyznaczyć wykorzystując pierwsze wyrazy rozwinięcia funkcji przetwarzania /14/ w szereg Taylora:

$$/15/ \quad \Delta \alpha_S \cong \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 + \frac{\partial f}{\partial x_3} \Delta x_3 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \Delta x_n,$$

gdzie przez Δ oznaczono przyrosty odpowiednio wyniku pomiaru i wszystkich zmiennych. Pochodne cząstkowe funkcji przetwarzania dla każdej zmiennej oraz spodziewany zakres ich zmian muszą być znane, aby umożliwić obliczenie maksymalnej wartości błędu systematycznego wyniku pomiaru powodowanego przez zespół występujących oddziaływań.

Składowa przypadkowa $\Delta \alpha_p$ niedokładności pomiaru będąca bardzo złożoną funkcją wielu zmiennych może być określona jedynie w sposób statystyczny.

Wynikiem pomiaru jest więc ostatecznie zawsze informacja, że rzeczywista wartość mierzonej wielkości X zawarta jest w przedziale ufności $\pm \Delta \hat{X}$ z prawdopodobieństwem mniejszym od jedności i zależnym od przyjętego współczynnika ufności $/np$. odchylenia standardowego σ lub jego wielokrotności/.

W powyższych rozważaniach przyjęto, że urządzenie pomiarowe działające w warunkach odniesienia nie powoduje błędów pomiaru o wartościach porównywalnych z błędami wynikającymi z upływu czasu i oddziaływań środowiskowych. W poszczególnych przypadkach jednakże samo urządzenie pomiarowe może być także źródłem niedokładności wyników pomiaru powodowanych np. przez:

- ograniczoną zdolność rozdzielczą odczytu wyniku /kwantyzacja wielkości mierzonej/,
- niestałość zera lub poziomu odniesienia,
- szumy i zakłócenia własne o charakterze ciągłym lub dyskretnym,
- niewłaściwą dynamikę /dla sygnału lub zakłóceń/,
- nieliniowość charakterystyki przetwarzania,
- zjawisko histerezy elektrycznej lub magnetycznej, względnie
- niestałość nachylenia przemiany wielkości elektrycznej X na sygnał elektryczny e i sygnału elektrycznego e na znormalizowany sygnał wyjściowy α_X .

Poprawne rozwiązania konstrukcyjne winny eliminować lub minimalizować wpływ tych czynników na wynik pomiaru co najmniej w normalnych warunkach działania urządzenia.

Ze względu na wspomniany już wyżej ogólny charakter niniejszych rozważań w dalszym ich ciągu rozpatrywane będzie tylko oddziaływanie na wynik pomiaru błędów statycznych o charakterze zarówno systematycznym jak i przypadkowym. Redukcja do minimum wpływu tego typu błędów pozwala bowiem w znakomitej większości przypadków na zredukowanie do minimum za pomocą rozwiązań konstrukcyjnych również wpływu błędów dynamicznych, o ile przebieg badanego zjawiska lub procesu powoduje występowanie błędów o tym charakterze.

2. Sposoby minimalizacji niedokładności wyników

2.1. Wstęp

Każdy pomiar polega na porównaniu wartości wielkości mierzonej X z wartością wielkości wzorcowej X_N . Wartość wielkości wzorcowej jest przy tym bądź stała bądź zmienna według określonych reguł. Winna być ona zawsze znana ze ściśle określoną niedokładnością. Porównanie wielkości mierzonej z wzorcem tej wielkości przebiega w różny sposób uzależniony od przyjętej metody pomiaru. Przy metodach zerowych jest to porównanie ciągle z wzorcem regulowanym względnie stałym bądź przełączanym /metody różnicowe/; przy metodzie wychyłowej okresowe, najczęściej z wzorcem stałym bądź przełączanym. W tym ostatnim przypadku porównanie z wzorcem określane jest jako kalibracja urządzenia pomiarowego. Przy porównaniu okresowym przyjmuje się, że urządzenie pomiarowe zachowuje swe parametry metrologiczne ustalone w procesie kalibracji przez okres międzykalibracyjny. Okres ten uzależniony jest od rozwiązania koncepcyjnego i konstrukcyjnego urządzenia pomiarowego, warunków jego działania oraz funkcji metrologicznej spełnianej przez to urządzenie /zastosowania/.

Minimalizacja niedokładności wyniku pomiaru uzyskiwanego za pomocą urządzenia pomiarowego działającego w określonych warunkach środowiskowych osiągnana jest przez wybór metody pomiaru i przez rozwiązanie systemowe i układowe urządzenia pomiarowego.

Celem ograniczenia wpływu czasu i oddziaływań środowiskowych na parametry metrologiczne urządzenia i w efekcie na wynik pomiaru stosowane są trzy zasadnicze grupy środków zapobiegawczych. Pierwsza z nich wykorzystuje zasadę niedopuszczenia do zmian parametrów podzespołów i zespołów urządzenia poprzez zapewnienie stałych warunków jego działania. Druga doпуска do wpływu oddziaływań lecz ogranicza ich skutki za pomocą rozwiązań układowych, w szczególności poprzez ujemne sprzężenia zwrotne, układy stabilizujące i kompensacje nieliniowe [2, 3, 4].

Trzecia grupa wreszcie dopuszcza zarówno do oddziaływań jak i

do skutków tychże, ale ich wpływ na wynik pomiaru redukuje do wymaganego minimum. W tym ostatnim przypadku efekt końcowy uzyskiwany jest poprzez zapewnienie współpracy urządzenia pomiarowego z korektorem analogowym bądź z maszyną matematyczną [5]. Zestaw urządzenia pomiarowe - korektor analogowy lub urządzenie pomiarowe - maszyna matematyczna uzupełniony jest niezbędnymi czujnikami i przetwornikami chwilowych wartości czynników oddziaływujących x_1, x_2, \dots, x_n na znormalizowane sygnały elektryczne doprowadzane do korektora lub odpowiednich wejść maszyny matematycznej. Współpraca urządzenia pomiarowego zawierającego elementy składowe o znanych zależnościach funkcyjnych ich parametrów metrologicznych od oddziaływań zewnętrznych z korektorami analogowymi lub z maszyną matematyczną oraz systemem mierników wartości x_1, x_2, \dots, x_n umożliwia minimalizację wpływu błędów systematycznych powodowanych tymi czynnikami na wynik pomiaru. Uzyskanie za pomocą takich rozwiązań korekcji niedokładności wyniku /błędu systematycznego i błędu przypadkowego/ pomiaru chwilowych wartości mierzonej wielkości jest oczywiście również możliwe, wymaga już jednak bardziej rozbudowanego systemu wyposażonego we wzorzec mierzonej wielkości i w dodatkowe urządzenia umożliwiające okresową kontrolę parametrów urządzenia pomiarowego.

Zestawienie środków technicznych stosowanych celem uzyskania minimalizacji niedokładności wyniku pomiaru podane jest w tablicy 1.

2.2. Metody kompensacji wpływu zmian parametrów metrologicznych urządzenia pomiarowego na wynik pomiaru

W grupie środków zapobiegawczych dopuszczających do zmian parametrów zespołów lub urządzeń pomiarowych kompensacja wpływu dowolnego czynnika oddziaływującego na wynik przetwarzania badanej wielkości elektrycznej X na inną wielkość elektryczną $\alpha_X(X)$ względnie na wynik przetwarzania badanej wielkości nieelektrycznej X_{ne} na wielkość elektryczną X możliwa jest poprzez:

- pomiar bezwzględnej wartości chwilowej wielkości oddziaływującej $x_1, x_2, x_3 \dots x_n$ lub różnicy pomiędzy tą war-

Tablica I Środki techniczne minimalizujące niedokładność wyniku pomiaru

Ip. Ograniczanie	Środki	Wady	Uwagi
1. przyczyn	<ul style="list-style-type: none"> - stabilizacja napięć zasilania 220 V - filtracja napięć zasilania 220 V - termostatyżacja - amortyzacja - hermetyzacja bądź nadciśnienie wewn. - ekranowanie od pól elektromagnetycznych wewnętrznym i zewnętrznym - ujemne sprzężenie zwrotne - filtracja sygnału pomiarowego - stabilizacja mocy /napięcia,prądu/ źródła sygnału poszukującego informacji - stabilizacja częstotliwości źródła sygnału poszukującego informacji - stabilizacja poziomów wytwarzanych napięć stałych i zmiennych - stabilizacja poziomów zerowych lub odniesienia 	<ul style="list-style-type: none"> - rozbudowa elektryczna - rozbudowa mechaniczna - zwiększenie gabarytów i ciężaru działania - zwiększenie poboru energii - pogorszenie właściwości ergonomicznych 	<p>idealizuje warunki działania</p>
2. skutków pośrednich	<ul style="list-style-type: none"> - automatyczne dostrajanie częstotliwości źródeł do odbiorników - automatyczna regulacja czułości przetworników poziomu sygnałów \sim/= - automatyczna eliminacja dryftu przetworników sygnału prądu stałego - automatyczna regulacja faz sumowanych sygnałów zmiennych - obliczanie poprawek i automatyczne wprowadzanie sygnałów korekcyjnych 	<ul style="list-style-type: none"> - rozbudowa elektryczna - zmniejszenie niedokładności - ograniczona skuteczność ze względu na podatność parame-trów elementów składowych układów stabilizujących na ten sam rodzaj oddziaływań których wpływom mają przeciwdziałać 	<p>dopuszcza przyczyny - minimalizuje skutki</p>
3. skutków pośrednich /wpływu na wynik/	<ul style="list-style-type: none"> - współpraca z maszyną matematyczną i szeregiem czujników i przetworników czynników oddziaływujących na sygnał elektryczny lub dodatkowo z szeregiem urządzeń peryferyjnych 	<ul style="list-style-type: none"> - rozbudowa elektryczna - zmniejszenie niezawodności 	<p>dopuszcza przyczyny i skutki - minimalizuje błąd systematyczny bądź niedokładność</p>

tością chwilową i wartością normalną dla danego urządzenia /bądź obiektu/ tzn. uzyskania analogowego bądź cyfrowego sygnału elektrycznego odwzorowującego jedną z powyższych wielkości oraz wyznaczenie w oparciu o znane zależności matematyczne wiążące wartości $\alpha_X(X)$ /lub X_{ne} / z wielkością oddziaływującą $x_1, x_2 \dots x_n$ poprawki wyniku pomiaru:

$$/16/ \quad p = \nu(x_1, x_2, x_3, \dots x_n) .$$

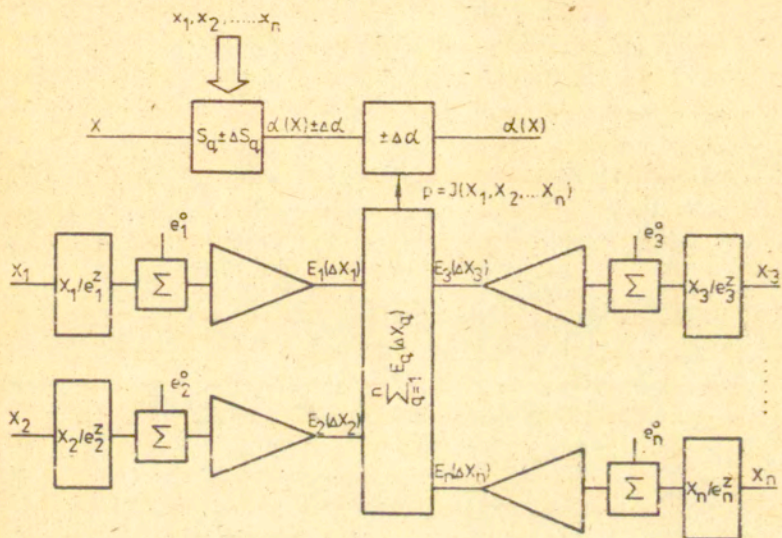
Wprowadzenie poprawek może być realizowane metodami analogowymi bądź cyfrowymi. Schematy ideowe obu rozwiązań przedstawione są na rysunku 4 i rysunku 5;

- ustalenie wzorcowej wartości elektrycznej /lub nieelektrycznej/ wielkości mierzonej w granicach zakresu pomiarowego, stałej w funkcji oddziaływań $x_1, x_2, x_3, \dots x_n$ i parametrów sygnału zasilającego przetwornik /nośnika informacji/ oraz okresowy pomiar tej wielkości wzorcowej. Sygnały elektryczne proporcjonalne do wartości mierzonej i wzorcowej doprowadzane są do korektora analogowego lub maszyny matematycznej, w których obliczane są i wprowadzane odpowiednie poprawki wyniku pomiaru wielkości mierzonej;

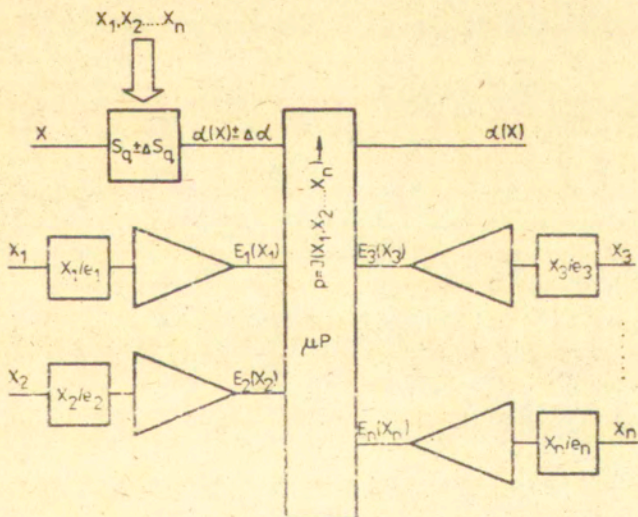
$$/17/ \quad p = \nu \left[\frac{\Delta \alpha_N(x_1, x_2, x_3 \dots x_n)}{\alpha_N} \right]$$

Podobnie jak uprzednio wprowadzanie poprawek może być realizowane metodami analogowymi bądź cyfrowymi. Schematy ideowe obu rozwiązań przedstawione są na rysunku 6 i rysunku 7.

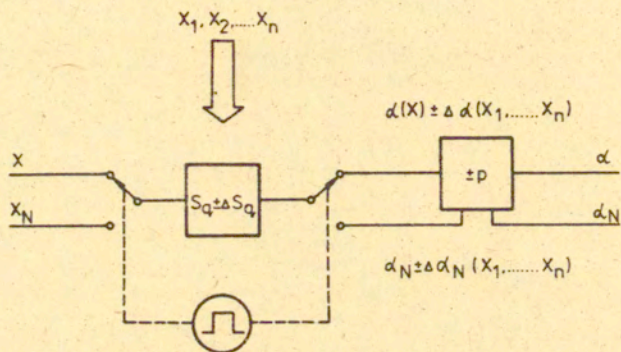
Pierwszy z powyższych wariantów może być stosowany jedynie w przypadku systematycznego charakteru oddziaływań $x_1, x_2, \dots x_n$ na wynik pomiaru. Jego zaletami są zbyteczność stosowania wzorca wielkości mierzonej X /lub X_{ne} / oraz możliwość realizacji korekty wyniku w sposób ciągły. Istotną wadę stanowi natomiast konieczność pomiaru wartości chwilowych wszystkich wielkości oddziaływujących $x_1, x_2, x_3 \dots x_n$ z niedokładnościami uzależnionymi od czułości wartości wyniku pomiaru wielkości mierzonej $\alpha_X = f(X)$ na dany rodzaj oddziaływania / $\frac{\partial f(X)}{\partial x_1}, \frac{\partial f(X)}{\partial x_2}$,



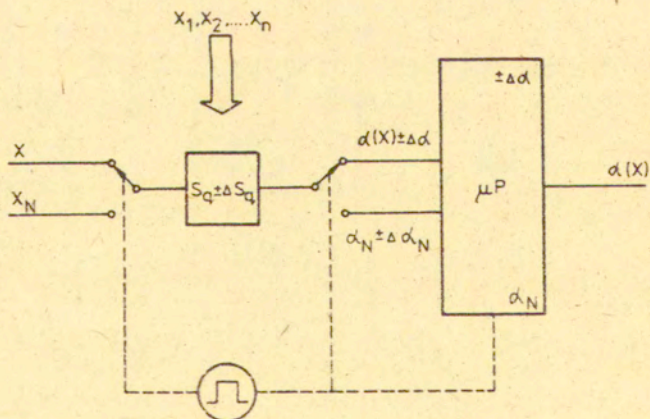
Rys. 4 - Schemat ideowy analogowego układu do wprowadzenia korekty wyniku pomiaru.



Rys. 5 - Schemat ideowy cyfrowego układu do wprowadzenia korekty wyniku pomiaru.



Rys. 6 - Schemat ideowy analogowego układu do wprowadzenia korekty wyniku pomiaru z zastosowaniem wielkości wzorcowej jako odniesienia.



Rys. 7 - Schemat ideowy cyfrowego układu do wprowadzenia korekty wyniku pomiaru z zastosowaniem wielkości wzorcowej jako odniesienia.

$\frac{\partial f(x)}{\partial x_3} \dots \frac{\partial f(x)}{\partial x_n}$ / oraz maksymalnej dopuszczalnej wartości składowej systematycznej niedokładności tegoż wyniku $\Delta \alpha_S / 15/$. Drugą istotną wadą jest konieczność zachowania raz ustalonych zależności wyniku pomiaru α_X od wartości sygnałów elektrycznych proporcjonalnych do wielkości oddziaływujących tak w zakresie ich charakteru jak i proporcji w całych przewidywanych zakresach zmian.

Drugi z powyższych wariantów może być stosowany w przypadku konieczności uwzględnienia nie tylko systematycznych ale i przypadkowych błędów pomiaru powodowanych występującymi oddziaływaniami $x_1, x_2, x_3, \dots x_n$. Zaletami takiego rozwiązania są: zbyteczność pomiaru wartości względnych lub bezwzględnych wielkości oddziaływujących i zachowania raz ustalonych zależności wyniku pomiaru od wartości proporcjonalnych do tych wielkości sygnałów elektrycznych oraz brak konieczności znajomości funkcji matematycznych wiążących parametry metrologiczne urządzenia pomiarowego z poszczególnymi rodzajami oddziaływań. Wadami natomiast: konieczność dysponowania wzorcem mierzonej wielkości elektrycznej o wartości niezależnej od oddziaływań $x_1, x_2, x_3, \dots x_n$ i parametrów sygnału zasilającego przetwornik oraz realizowanie korekty w sposób dyskretny.

Oznaczając przez:

α^0 - wynik pomiaru wielkości $X = \text{const}$ w warunkach odniesienia,

α^z - wynik pomiaru wielkości $X = \text{const}$ w warunkach znamionowych,

η - współczynnik proporcjonalności,

X - elektryczną wielkość mierzoną,

$\prod s_q$ - iloczyn parametrów czynnych podzespołów urządzenia,

$\prod r_q$ - iloczyn parametrów biernych urządzenia = const,

$\Delta \prod s_q$ - zmianę $\prod s_q$ powodowaną oddziaływaniami $x_1, x_2, x_3, \dots x_n$,

można zapisać, że w warunkach odniesienia:

$$/18/ \quad \alpha^0 = \eta \prod_{q=1}^n r_q \prod_{q=1}^n s_q X,$$

zaś w warunkach znamionowych:

$$/19/ \quad \alpha^z = \eta \prod_{q=1}^n r_q \left(\prod_{q=1}^n s_q \pm \Delta \prod_{q=1}^n \varepsilon_q \right) X = \alpha^0 \pm \Delta \alpha ,$$

gdzie $\Delta \prod_{q=1}^n s_q = \sqrt{|x_1, x_2, x_3, \dots, x_n|}$. Ponieważ z założenia dla $X = \text{const}$ wielkości α^0 i α^z winny być sobie równe, to oznaczając przez p współczynnik korekty można zapisać:

$$/20/ \quad \alpha^0 = p \alpha^z$$

czyli:

$$/21/ \quad p_1 = p(x_1) = \frac{\prod s_q}{\prod s_q \pm \Delta \prod s_q(x_1)} = \frac{1}{1 \pm \frac{\Delta \prod s_q(x_1)}{\prod s_q}}$$

Zależność /21/ określa współczynnik korekty wyniku pomiaru realizowanego za pomocą jednego z dwóch rozwiązań układowych pierwszego wariantu. W tym przypadku wartość współczynnika p musi być wyznaczana niezależnie dla każdej wielkości oddziaływującej $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ / $p_1, p_2, p_3, \dots, p_n$ /. Zależności $\prod s_q$ od poszczególnych czynników oddziaływujących muszą być oczywiście znane i powtarzalne:

$$/22/ \quad \prod s_q = \xi(x_q) = \text{const.}$$

Analogiczne rozważania można przeprowadzić dla rozwiązania w/g wariantu drugiego.

Oznaczając dodatkowo przez:

X_N - elektryczną wielkość wzorcową,

T_x - okres pomiaru wielkości mierzonej,

T_N - okres pomiaru wielkości wzorcowej,

można zapisać, że w warunkach odniesienia:

$$/23/ \quad \alpha_{T_x}^0 = \eta \prod_{q=1}^n r_q \prod_{q=1}^n s_q X ,$$

$$/24/ \quad \alpha_{T_N}^0 = \eta \prod_{q=1}^n r_q \prod_{q=1}^n s_q X_N = \alpha_N$$

zaś w warunkach znamionowych:

$$/25/ \quad \alpha_{T_x}^z = \eta \prod_{q=1}^n r_q \left(\prod_{q=1}^n s_q \pm \Delta \prod_{q=1}^n s_q \right) X,$$

$$/26/ \quad \alpha_{T_N}^z = \eta \prod_{q=1}^n r_q \left(\prod_{q=1}^n s_q \pm \Delta \prod_{q=1}^n s_q \right) X_N = \alpha_N \pm \Delta \alpha_N$$

Ponieważ z założenia dla $X_N = \text{const}$ wielkości $\alpha_{T_N}^o$ i $\alpha_{T_N}^z$ winny być równe, to oznaczając przez p współczynnik korekty wartości $\alpha_{T_N}^z$ można zapisać:

$$/27/ \quad \alpha_{T_N}^o = p \alpha_{T_N}^z$$

lub w symbolice uproszczonej:

$$/28/ \quad \alpha_N = p (\alpha_N \pm \Delta \alpha_N).$$

Ostatecznie współczynnik korekty:

$$/29/ \quad p = \frac{\alpha_N}{\alpha_N \pm \Delta \alpha_N} = \frac{1}{1 \pm \frac{\Delta \alpha_N}{\alpha_N}}.$$

Jest on wyznaczany i wprowadzany w okresie pomiaru wielkości wzorcowej X_N .

Wprowadzenie takiego współczynnika korekty wyniku pomiaru wartości X również w okresie T_x prowadzi do spełnienia równości:

$$/30/ \quad \alpha_{T_x}^o = \alpha_{T_x}^z$$

niezależnie od wartości przyrostu $\Delta \prod_{q=1}^n s_q$ i jego zmian w funkcji zespołu wielkości oddziaływujących $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ /w granicach przyjętych jako znamionowe/.

W tym przypadku wartość współczynnika korekty p wyznaczana jest w oparciu o sumaryczny efekt wszystkich oddziaływań bez względu na ich charakter i źródła.

Przedstawione wyżej środki przeciwdziałania przyczynom niedokładności wyników pomiaru wymagają z reguły znacznej rozbudowy układu pomiarowego kosztem wzrostu jego ceny i zmniejsze-

nia niezawodności oraz skomplikowania obsługi. Są one realizowane praktycznie najczęściej z wykorzystaniem rozwiązań cyfrowych [5].

Niedokładność wyniku pomiaru może być jednak również minimalizowana za pomocą znacznie prostszych metod i rozwiązań analogowych.

2.3. Analogowe metody kompensacji automatycznej ze wzorcem stałym i pływającym

W przeprowadzonych wyżej rozważaniach przyjęto, że wartość wzorca określona jednoznacznie lub regulowana w określonym przedziale zmienności nie zależy ani od czasu ani od wszelkiego typu oddziaływań środowiskowych. Założenie to jest słuszne o ile dotyczy wzorców pierwotnych, przechowywanych w odpowiednich warunkach i użytkowanych z zachowaniem odpowiednich środków ostrożności. W przypadku wzorców wtórnych, stanowiących integralną część urządzenia pomiarowego, założenie to najczęściej nie jest słuszne. W szczególności dotyczy to wzorców użytkowanych w warunkach przemysłowych i poddawanych oddziaływaniom mechaniczno-klimatycznym wynikającym z technologii procesu produkcyjnego. Niekontrolowane zmiany pierwotnej wartości wielkości wzorcowej powodowane mogą być przy tym zarówno przez zmienne warunki otoczenia jak i powstawać w wyniku zmian parametrów samego urządzenia pomiarowego np. częstotliwości źródła sygnału zasilającego przetwornik i stanowiącego nośnik informacji.

Uwzględniając wyżej powiedziane opracowane zostały metody i układy pomiarowe wykorzystujące zasadę naprzemiennego pomiaru wielkości mierzonej X i odpowiednio ustalonej wielkości odniesienia X_0 . Wielkość odniesienia może mieć przy tym bądź wartość stałą, bądź wartość zmienną w funkcji czasu, oddziaływań środowiskowych względnie parametrów urządzenia.

Założeniem wyjściowym przyjętym przy opracowywaniu obu metod i odpowiadających im układów pomiarowych było dopuszczenie oddziaływań środowiskowych do urządzeń pomiarowych i do powstania skutków tychże oddziaływań tzn. do zmiany parametrów metrologicznych urządzenia wycyelowego bądź zerowego/ z wartością

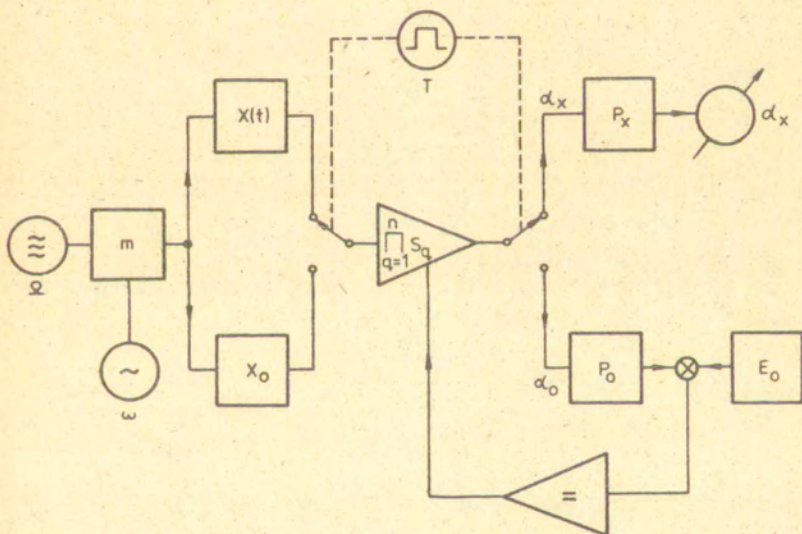
wielkości odniesienia włącznie, przy jednoczesnym zminimalizowaniu wpływu wszystkich tych zmian na wynik pomiaru wielkości mierzonej X .

2.3.1. Wzorzec stały

W przypadku, gdy X_0 może być uczynione wielkością stałą i niezależną od zmiennych $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$:

$$/31/ \quad X_0 = \text{const} \neq f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$$

do realizacji metody naprzemiennego wzorcowania i pomiaru może być stosowany układ pomiarowy, którego schemat blokowy przedstawiony jest na rysunku 8.



Rys. 8 - Schemat blokowy układu pomiarowego realizującego metodę naprzemiennego wzorcowania i pomiaru przy stałej wielkości wzorcowej

Zródło sygnału wielkiej częstotliwości ω modułowanego sygnałem małej częstotliwości ω zasila układ przetwornika elektrycznej wielkości mierzonej X na sygnał elektryczny e .

Układ ten zawiera odpowiednio połączone ze sobą: obszar pomiarowy, w którym wprowadzana jest wielkość mierzona X , wzorzec mierzonej wielkości X_0 o stałej wartości i zespół kluczujący za pomocą którego uzyskiwana jest czasowa dyskryminacja sygnału odniesienia i sygnału pomiarowego. Sygnał wyjściowy układu przetwornika X/e doprowadzany jest do zbioru n przetworników częstotliwości i poziomu napięcia bądź prądu o sprawnościach przemiany bądź czułościach równych odpowiednio $s_1, s_2, s_3, \dots, s_n$. Jednym z członów jest regulator czułości zbioru przetworników s_r , sterowany sygnałem elektrycznym. Sygnał wyjściowy zbioru przetworników w postaci napięcia bądź prądu wyprostowanego doprowadzany jest naprzemiennie poprzez drugi zespół kluczujący przełączany synchronicznie z zespołem pierwszym do układów pamięci analogowej P_0 i P_x i zapamiętywany jako α_0 i α_x .

Sygnał α_0 jest proporcjonalny do wartości wielkości odniesienia X_0 i chwilowych parametrów metrologicznych układu pomiarowego. Zapamiętany przez pamięć P_0 porównywany on jest z sygnałem odniesienia E_0 . Różnica obu tych sygnałów - po odpowiednim wzmocnieniu - steruje czułością regulatora s_r i sprowadza swą wartość do minimum uzależnionego od wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego.

Sygnał α_x jest proporcjonalny do wartości wielkości mierzonej X i praktycznie tych samych, co sygnał α_0 chwilowych parametrów metrologicznych układu pomiarowego. Zapamiętany przez pamięć P_x wykazywany on jest jako wynik pomiaru wartości wielkości mierzonej X .

Jeżeli przez T oznaczony jest okres kluczowania, to w półokresie 0 do $0.5 T$ w układzie pomiarowym mierzona jest stała wartość wielkości odniesienia X_0 i czułość wypadkowa układu dostosowywana jest automatycznie do chwilowych wartości parametrów metrologicznych większości zespołów składowych tegoż układu. W półokresie $0.5 T$ do T w układzie pomiarowym dokonywany jest właściwy pomiar wartości wielkości mierzonej X przy czułości układu dostosowanej do jego chwilowych parametrów metrologicznych, zapamiętanej z poprzedniego półokresu. Kolejne wartości α_0 i α_x uśredniane są przez układy pamięci

ciowe w ciągu półokresów przez które są doprowadzane do tych układów i utrzymywane są na uśrednionych wartościach w półokresach w ciągu których nie są doprowadzane do układów pamięciowych.

Zakładając stałość nastaw parametrów regulowanych /najczęściej o charakterze biernym/:

$$/32/ \quad \prod_{q=1}^n r_q = r = \text{const}$$

można przy pewnych uproszczeniach przyjąć jako wartość sygnału wyjściowego zbioru przetworników s_n w kolejnych półówkach okresu kluczowania i w warunkach odniesienia:

$$/33/ \quad \alpha^0 \Big|_0^{0.5 T} = \alpha_o = \eta r X_o \prod_{q=1}^n s_q,$$

$$/34/ \quad \alpha^0 \Big|_{0.5 T}^T = \alpha_x = \eta r X(t) \prod_{q=1}^n s_q,$$

a w warunkach znamionowych odpowiednio:

$$/35/ \quad \alpha^z \Big|_0^{0.5 T} = \alpha_o \pm \Delta \alpha_o = \eta r X_o \left[\prod_{q=1}^n s_q \pm \Delta \prod_{q=1}^n s_q \right]$$

$$/36/ \quad \alpha^z \Big|_{0.5 T}^0 = \alpha_x \pm \Delta \alpha_x = \eta r X(t) \left[\prod_{q=1}^n s_q \pm \Delta \prod_{q=1}^n s_q \right]$$

gdzie oznaczono przez:

α_o - sygnał proporcjonalny do wartości wielkości odniesienia X_o i parametrów metrologicznych układu pomiarowego,

α_x - sygnał proporcjonalny do wartości wielkości mierzonej $X(t)$ i parametrów metrologicznych układu pomiarowego,

$\Delta \alpha_o, \Delta \alpha_x$ - przyrosty odpowiednich sygnałów powodowane zmianą parametrów metrologicznych układu pomiarowego.

Stała czułość układu pomiarowego o zminimalizowanej zależności od sprawności przemiany i czułości poszczególnych przetworników zbioru s_q uzyskiwana jest w przypadku gdy:

$$/37/ \alpha^z \Big|_0^{0.5 T} = \eta r \left[\prod_{q=1}^n s_q + \Delta \prod_{q=1}^n s_q (x_1, x_2, x_3 \dots x_n) \right] X_0 = \text{const} = c$$

czyli gdy np. współczynnik transmitancji regulatora czułości s_r będzie automatycznie korygowany w taki sposób, by:

$$/38/ \prod_{q=1}^n s_q = \frac{c}{\eta r \left[1 + \frac{\Delta \prod_{q=1}^n s_q (x_1, x_2, x_3 \dots x_n)}{\prod_{q=1}^n s_q} \right] X_0}$$

w ciągu całego okresu kluczkowania T. W takim przypadku:

$$/39/ \alpha_x = -\frac{2}{T} \frac{c}{X_0} \int_{0.5 T}^T x(t) dt,$$

a wynik pomiaru wartości mierzonej wielkości:

$$/40/ \alpha = -\frac{4}{T} \frac{c}{X_0} \int_0^T x(t) dt.$$

Przy spełnieniu równości /38/ wynik pomiaru jest funkcją wartości mierzonej wielkości i - pomimo wychyłowej metody pomiaru - nie zależy od licznych parametrów metrologicznych układu pomiarowego. Oczywistym warunkiem uzyskania takiej niezależności jest zapewnienie stałości wartości wielkości odniesienia E_0 /przy założeniu stałej wartości X_0 /.

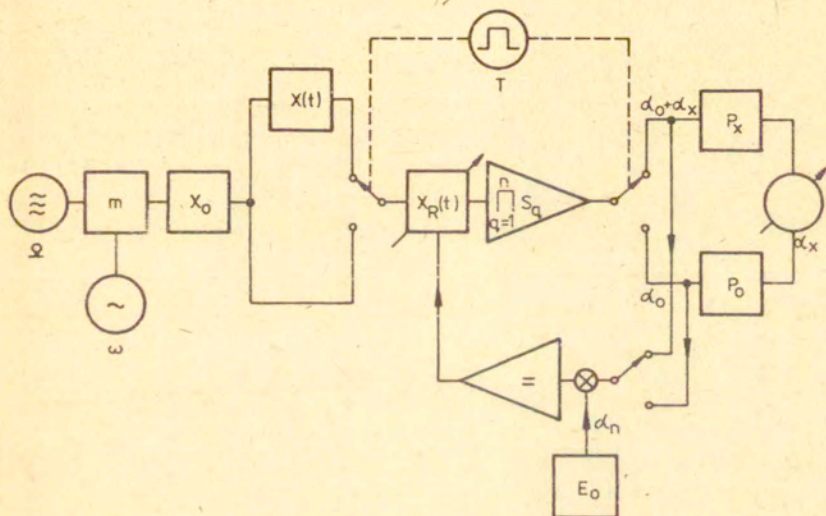
Ze względu na ograniczone praktycznie wzmocnienie pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego można jedynie mówić o minimalizacji wpływu zmian tychże parametrów metrologicznych na wynik pomiaru, a nie o całkowitym jego wyeliminowaniu.

2.3.2. Wzorzec pływający

W przypadku, gdy X_0 nie może być uczyniony wielkością o stałej wartości, niezależną od zmiennych $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$:

$$/41/ X_0 = \text{var} = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n).$$

do realizacji metody naprzemiennego wzorcowania i pomiaru może być stosowany układ pomiarowy, którego schemat blokowy przedstawiony jest na rysunku 9.



Rys. 9 - Schemat blokowy układu pomiarowego realizującego metodę naprzemiennego wzorcowania i pomiaru przy pływającej wielkości wzorcowej.

Zródło sygnału wielkiej częstotliwości Ω modulowanego sygnałem małej częstotliwości ω podobnie jak przy metodzie stałego wzorca zasila układ przetwornika elektrycznej wielkości mierzonej X na sygnał elektryczny e . Układ ten zawiera odpowiednio połączone ze sobą: wzorec /lub wzorce/ X_0 mierzonej wielkości o wartości uzależnionej od parametrów układu, obszar pomiarowy, w którym wprowadzana jest wielkość mierzona X , zespół kluczujący i regulowany wzorec mierzonej wielkości X_R o zakresie zmienności ΔX_R odpowiadającym przewidywanemu zakresowi zmian wielkości mierzonej X . Sygnał wyjściowy układu przetwornika X/e doprowadzony jest do zbioru n przetworników częstotliwości i poziomu napięcia bądź prądu o sprawnościach przemiany bądź czułościach wynoszących odpowiednio $s_1, s_2, s_3, \dots, s_n$. Sygnał wyjściowy zbioru

przetworników w postaci napięcia bądź prądu wyprostowanego doprowadzony jest naprzemiennie poprzez drugi zespół kluczy przełączany synchronicznie z pierwszym zespołem do układów pamięci analogowych P_0 i P_x i zapamiętywany jako α_0 i $|\alpha_0 + \alpha_x|$.

Sygnaly magazynowane w każdej z pamięci wykorzystywane są dwójako, a mianowicie:

- doprowadzane kolejno i naprzemiennie do węzła sumującego porównywane są z sygnałem odniesienia α_N , dostarczanym przez wysokostabilne źródło napięcia E_0 , a ich różnice sterują wartością regulowanej wielkości wzorcowej X_R o tym samym charakterze co wielkość mierzona X . Różnice te redukowane są każdorazowo do wartości zbliżonej do zera, uzależnionej od wzmocnienia pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego;
- odejmowane od siebie i wykazywane jako wynik pomiaru wartości wielkości mierzonej X .

Oznaczając jak poprzednio przez T okres kluczowania można go również podzielić na dwa półokresy od 0 do $0.5 T$ oraz od $0.5 T$ do T . W półokresie $0 - 0.5 T$ w układzie pomiarowym mierzona jest chwilowa wartość wielkości odniesienia X_0 a proporcjonalny do niej sygnał elektryczny α_0 zapamiętywany jest przez układ pamięciowy P_0 . W półokresie $0.5 T$ do T w układzie pomiarowym mierzona jest chwilowa wartość tejże wielkości odniesienia X_0 łącznie z wartością wielkości mierzonej $X(t)$. Ze względu na bezpośrednie następstwo obu półokresów można z dużym prawdopodobieństwem przyjąć, że parametry układu pomiarowego będą w tym czasie stałe lub będą się różnić o pomijalnie małe wartości. Sygnał elektryczny proporcjonalny do sumy wartości wielkości wzorcowej i wielkości mierzonej zapamiętywany jest przez układ pamięciowy P_x . Podobnie jak uprzednio kolejne wartości sygnałów α_0 i $|\alpha_0 + \alpha_x|$ uśredniane są przez układy pamięciowe w ciągu półokresów, w których są do nich doprowadzane i te uśrednione wartości utrzymywane są w ciągu półokresów w których sygnały nie są doprowadzane do układów pamięciowych.

Zakładając tak jak uprzednio stałość nastaw parametrów regulowanych układu pomiarowego:

$$/42/ \quad \prod_{q=1}^n r_q = r = \text{const}$$

można przyjąć, że w półokresie 0 do 0.5 T sygnał wyjściowy zbioru n przetworników częstotliwości i poziomu w warunkach odniesienia wynosi:

$$/43/ \quad \alpha_0 = \eta r \left[x_0 + x_R(t) \right] \prod_{q=1}^n s_q \Bigg|_0^{0.5 T}$$

W wyniku działania ujemnego sprzężenia zwrotnego oddziaływującego na wartość $x_R(t)$ zgodnie z zależnością:

$$/44/ \quad x_R \Bigg|_0^{0.5 T} = -\gamma(\alpha_0 - \alpha_N)$$

wyrażenie /43/ przyjmie postać:

$$/45/ \quad \alpha_0 = \eta r \left[x_0 - \gamma(\alpha_0 - \alpha_N) \right] \prod_{q=1}^n s_q$$

Obliczone z powyższej zależności α_0 wynosi ostatecznie:

$$/46/ \quad \alpha_0 = \eta r \prod_{q=1}^n s_q \left(1 + \eta r \gamma \prod_{q=1}^n s_q \right)^{-1} [x_0 + \gamma \alpha_N]$$

W półokresie 0.5 T do T przy:

$$/47/ \quad x_R \Bigg|_{0.5 T}^T = -\gamma(\alpha_0 + \alpha_x - \alpha_N)$$

odpowiednio:

$$/48/ \quad \alpha_0 + \alpha_x = \eta r \prod_{q=1}^n s_q \left(1 + \eta r \gamma \prod_{q=1}^n s_q \right)^{-1} [x_0 + \gamma \alpha_N]$$

Przy spełnieniu nierówności:

$$/49/ \quad \prod_{q=1}^n s_q \gg 1$$

wyrażenia /46/ i /48/ przyjmują postać:

$$/50/ \quad \alpha_0 = \frac{1}{\gamma} [x_0 + \gamma \alpha_N]$$

$$/51/ \quad \alpha_0 + \alpha_x = \frac{1}{\gamma} [x_0 + x(t) + \gamma \alpha_N]$$

zaś wynik pomiaru:

$$/52/ \quad \alpha_x = \alpha_0 + \alpha_x - \alpha_0 = \frac{1}{\gamma} x(t),$$

a jego wartość średnia za okres T:

$$/53/ \quad \alpha_x = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt.$$

Z zależności /44/, /47/ i /52/ wynika również, że:

$$/54/ \quad \alpha_x = \frac{1}{\gamma} \Delta x_R(t),$$

oraz, że:

$$/55/ \quad x(t) = - \Delta x_R(t).$$

Analogiczne rozumowanie przeprowadzone dla warunków znamionowych prowadzi do tych samych zależności, jeżeli tylko spełniona jest nierówność:

$$/56/ \quad \left[\prod_{q=1}^n s_q \pm \Delta \prod_{q=1}^n s_q (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) \right] \gg 1.$$

Tak więc, przy spełnieniu technicznie łatwo realizowanych warunków, zobrazowanie α_x wartości mierzonej wielkości $x(t)$ nie zależy od wartości wielkości wzorcowej x_0 . Co więcej, przy odczycie wartości wielkości mierzonej $x(t)$ z przyrostów wartości wielkości regulowanej wynik pomiaru nie zależy również od bezwzględnej wartości tej wielkości $x_R(t)$. Utrzymana musi być jedynie stała wartość współczynnika γ .

3. Urządzenie pomiarowe minimalizujące niedokładność wyniku

3.1. Wprowadzenie

Urządzeniami pomiarowymi zawierającymi znaczną ilość zespołów funkcjonalnych, których parametry wpływają decydująco na niedokładność uzyskiwanych wyników są z reguły urządzenia przeznaczone do bezstykowych pomiarów wielkości fizycznych o charakterze nieelektrycznym.

Zgodnie z przeprowadzonymi wyżej rozważaniami urządzenie takie realizowane w technice analogowej zawiera najczęściej:

- źródło sygnału zasilania przetwornika parametrycznego nieelektrycznej wielkości mierzonej X_{ne} na wielkość elektryczną X , której wartość określana jest za pomocą urządzenia,
- przetwornik wielkości fizycznych X_{ne}/X i X/e złożony z elementów dostosowanych do rodzaju stosowanego sygnału zasilania /nośnika informacji/ tzn. promieniowania elektromagnetycznego wielkiej częstotliwości Ω modulowanego najczęściej sygnałem małej częstotliwości ω wraz ze stopniem przemiany częstotliwości,
- źródło sygnału modulującego sygnał zasilania przetwornika przebiegiem małej częstotliwości ω ,
- układy przetwarzania poziomu, kształtu lub charakteru zależności funkcyjnej sygnału wyjściowego przetwornika celem nadania mu cech narzuconych funkcją metrologiczną urządzenia pomiarowego wraz ze stopniem przemiany sygnału małej częstotliwości na napięcie lub prąd wyprostowany $E = F(e)$, oraz
- układ przetwarzania poziomu sygnału wyprostowanego celem nadania mu postaci znormalizowanej α_x , dostosowanej do wymagań zespołu zobrazowania wyniku pomiaru oraz ewentualnych urządzeń współpracujących.

Zadania metrologiczne stawiane współczesnym urządzeniom pomiarowym zarówno w dziedzinie nauki jak i technologii wymagają w większości przypadków zapewnienia tymże urządzeniom ekstremalnych parametrów technicznych. W szczególności dotyczy

to czułości, zdolności rozdzielczej, zakresu pomiarowego i niedokładności wyników pomiaru. Tak sprecyzowane wymagania ogólne narzucają określone wymagania szczegółowe kolejnym grupom zespołów urządzenia i prowadzą do określonych rozwiązań technicznych tychże zespołów. W technice analogowej będą one specyficzne dla każdej grupy zespołów wydzielonych w zależności od częstotliwości przenoszonego sygnału i pełnionej przez nie funkcji.

Wielkościami mierzonymi w zakresie wielkiej częstotliwości są najczęściej moduł lub argument zespolonego współczynnika transmitancji lub reflektancji, zespolonej impedancji wejściowej lub wyjściowej względnie zespolonej pulsacji rezonansowej. Większość pomiarów sprowadza się praktycznie do wyznaczenia bezwzględnej lub względnej wartości amplitudy, fazy lub pulsacji sygnału wielkiej częstotliwości doprowadzanego do układu ze źródła zasilania i odbieranego w odpowiednim punkcie tego układu /lub wielkości pochodnych/. Wartość conajmniej jednej z tych wielkości odwzorowuje wartość wielkości X i zgodnie z przyjętym założeniem jest jednoznacznie związana funkcjonalnie z wartością mierzonej wielkości nieelektrycznej X_{ne} . Wartość wielkości $X = Y/X_{ne}$ odwzorowywana jest ostatecznie w obwodzie wyjściowym układu wielkiej częstotliwości wartością e sygnału elektrycznego, który ze względów metrologicznych jest na ogół sygnałem pośredniej lub małej częstotliwości, czasami tylko sygnałem napięcia bądź prądu wyprostowanego.

Podstawowymi właściwościami układu przetwornika X/e decydującymi o jego możliwościach pomiarowych są:

- nachylenie charakterystyki przetwarzania $-\frac{de}{dX}$ i jego wartość w całym zakresie pomiarowym od X_{min} do X_{max} /wyznacza czułość układu przetwornika/,
- stosunek sygnału użytecznego e do szumów i zakłóceń N w całym zakresie pomiarowym /wyznacza maksymalną zdolność rozdzielczą układu przetwornika/,
- charakter funkcji przetwarzania $e = f(X)$ w zakresie zmian wartości $X < X_{min}$ i $X > X_{max}$ /określa jednoznaczność przetwarzania X/e przy $-\frac{de}{dX} = var/$,
- zależność wartości sygnału e przy $X = const$ od para-

metrów sygnału zasilającego układ przetwornika

$$e = f(x_1 \dots x_m),$$

- zależność wartości sygnału e przy $X = \text{const}$ od wpływu czasu, warunków zasilania, zewnętrznych oddziaływań środowiskowych o charakterze mechaniczno-klimatycznym oraz zmian w funkcji tychże czynników parametrów metrologicznych zespołów składowych układu przetwornika $e = f(x_{m+1}; \dots x_n)$.

Wielkościami $x_1 \dots x_m$ mogą być np. pulsacja sygnału wielkiej częstotliwości i względny kąt przesunięcia fazowego przy pomiarze amplitudy X zaś wielkościami x_{m+1} do x_n np. sprawność modulacji, stałość mocy i częstotliwości źródła sygnału modulującego małej częstotliwości lub lokalnego oscylatora, sprawność przemiany częstotliwości lub detekcji, stałość współczynników transmitancji sygnału wielkiej częstotliwości kolejnych zespołów układu przetwornika itd.

Wymagane właściwości przetwornika X/e uzyskiwane są poprzez zastosowanie układu przetwarzania dobrane odpowiednio do mierzonej wielkości nieelektrycznej i elektrycznej oraz częstotliwości sygnału zasilającego.

Podstawowym problemem technicznym jest zapewnienie stałości charakterystyki przetwarzania X/e w funkcji mogących wystąpić zakłóceń wewnętrznych i oddziaływań zewnętrznych dotyczących zarówno samego układu przetwornika jak i zespołów współpracujących z tymże układem.

Wielkością mierzona w zakresie pośredniej lub małej częstotliwości jest najczęściej amplituda sygnału harmonicznego. W przypadkach szczególnych wykorzystywane są pomiary kąta przesunięcia fazowego, pulsacji, kształtu, czasu trwania sygnałów elektrycznych itd. Przy takim założeniu podstawowymi właściwościami układu przetwarzania sygnałów małej częstotliwości na sygnał wyprostowany e/E są:

- monotoniczny kształt charakterystyki przetwarzania $E = F(e)$ dostosowany do kształtu charakterystyki przetwarzania $e = f(X)$ w taki sposób, by zależność wypadkowa $E = \Psi(X)$ była zależnością liniową,
- nachylenie charakterystyki przetwarzania $-\frac{dE}{de}$ i jego wartość w całym zakresie pomiarowym od e_{\min} do e_{\max} /wyz-

nacza czułość układu przetwornika sygnałów małej częstotliwości na napięcie wyprostowane/,

- stosunek sygnału użytecznego E do szumów i zakłóceń N /wyznacza czułość progową układu przetwornika/,
- zależność wartości sygnału E przy $e = \text{const}$ od wpływu czasu, warunków zasilania, zewnętrznych oddziaływań środowiskowych o charakterze mechaniczno-klimatycznym oraz zmian w funkcji w/w czynników parametrów zespołów składowych przetwornika o charakterze pomocniczym /stabilizatory napięć zasilania, źródła sygnałów kluczujących itp./.

Wymagane właściwości przetwornika e/E uzyskiwane są poprzez selektywne wzmocnienie sygnału harmonicznego /wstępne ograniczenie pasma szumów/ oraz fazoczułą detekcję sygnału wyjściowego przetwornika E /końcowe ograniczenie pasma szumów/. Rozwiązanie takie wprowadza oczywiście dwa istotne czynniki zwiększające niedokładność wyniku przetwarzania e/E , a to:

- zależność amplitudy sygnału wyjściowego przetwornika E od pulsacji sygnału wejściowego e /rozstrojenie częstotliwościowe/,
- zależność wartości średniej sygnału wyjściowego detektora fazoczułego od względnego rozstrojenia pulsacji rezonansowej wzmacniacza selektywnego i źródła sygnału modulującego sygnał wielkiej częstotliwości lub sygnału lokalnego oscylatora /rozstrojenie fazowe/

oraz powoduje opóźnienie odpowiedzi układu przetwornika na skok jednostkowy sygnału wejściowego.

Podstawowym problemem technicznym jest i w tym przypadku zapewnienie stałości charakterystyki przetwarzania e/E w funkcji mogących wystąpić zakłóceń wewnętrznych i oddziaływań zewnętrznych dotyczących zarówno zespołów składowych układu przetwornika jak i zespołów współpracujących z tym układem.

Wielkością mierzoną w zakresie prądu lub napięcia wyprostowanego jest z reguły wartość średnia lub skuteczna wyprostowanego sygnału wyjściowego układu przetwornika sygnałów małej lub pośredniej częstotliwości. Zadaniem przetwornika prądu stałego jest przetworzenie poziomego sygnału wejściowego do poziomu znormalizowanego α_x z ewentualnym ustaleniem poziomu po-

czątkowego traktowanego jako "zerowy" oraz z ewentualną regulacją zdolności rozdzielczej zobrazowania wyniku pomiaru $\frac{\Delta \alpha_X}{\Delta X}$.

Podstawowymi właściwościami układu przetwornika prądu stałego E/α_X są więc:

- poziom zerowy /początkowy/,
- nachylenie charakterystyki przetwarzania $-\frac{d\alpha_X}{dE} X$ i jego liniowość w całym zakresie pomiarowym,
- zależność wartości wskazania α_X przy $E = \text{const}$ od wpływu czasu, warunków zasilania, zewnętrznych oddziaływań środowiskowych o charakterze mechaniczno-klimatycznym /głównie temperaturowych/ oraz zmian w funkcji w/w czynników parametrów zespołów pomocniczych współpracujących z przetwornikiem poziomu prądu stałego.

Wymagane właściwości przetwornika prądu stałego uzyskiwane są poprzez stosowanie układów z liniową lub nieliniową kompensacją temperaturowego współczynnika dryftu poziomu początkowego /przede wszystkim stopnia wejściowego/ względnie licznych znanych rozwiązań specjalnych oraz układów z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

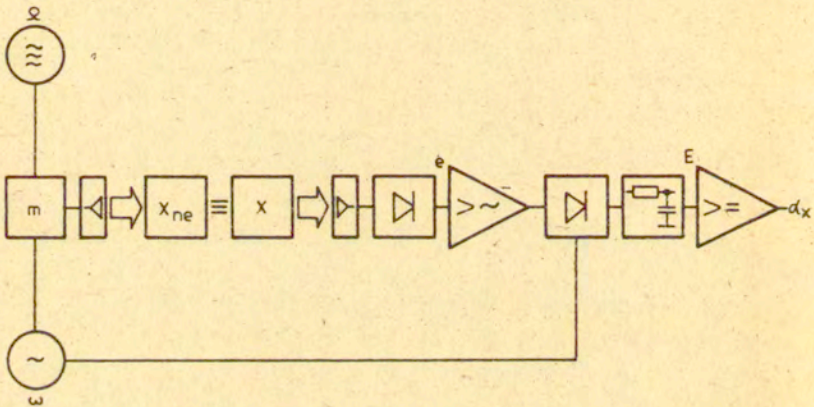
Podstawowym problemem technicznym jest w tym przypadku minimalizacja wpływu dryftu poziomu zerowego /początkowego/ przetwornika na wynik pomiaru /wartość α_X /. Jest to szczególnie istotne przy ekspandowaniu skali odczytu wartości α_X celem zwiększenia zdolności rozdzielczej całego urządzenia pomiarowego.

Zgodnie z powyższymi rozważaniami urządzenie pomiarowe do bezstykowego określania wartości wielkości fizycznej o charakterze nieelektrycznym X_{ne} poprzez jej przetworzenie na wielkość elektryczną X i tej wielkości X na znormalizowany sygnał α_X złożone jest w licznych przypadkach praktycznych z trzech podstawowych bloków wyróżnionych w domenie pulsacji przenoszonych sygnałów, a mianowicie:

- bloku wielkiej częstotliwości, w którym uzyskiwane jest przetwarzanie wielkości nieelektrycznej X_{ne} na wielkość elektryczną X i dalsze wielkości elektryczne aż do uzyskania napięciowego bądź prądowego sygnału wyjściowego e ,

- bloku małej częstotliwości, w którym ustalona jest ostateczna postać funkcji przetwarzania urządzenia pomiarowego,
- bloku prądu stałego, w którym ustalone są ostateczne wartości współczynników funkcji przetwarzania a sygnałowi wyjściowemu urządzenia pomiarowego nadawana jest postać znormalizowana $\alpha'_x(X)$.

Schemat blokowy takiego urządzenia pomiarowego przedstawiony jest na rysunku 10.



Rys. 10 - Schemat blokowy urządzenia pomiarowego do bezstykowego pomiaru wartości wielkości fizycznej o charakterze nieelektrycznym.

Klasyczne metody minimalizacji wpływu różnych czynników oddziaływujących na wynik pomiaru wielkości X zostały wyżej sklasyfikowane, a liczne rozwiązania techniczne poszczególnych problemów posiadają obszerną literaturę światową. Niektóre z tych problemów mogą być jednak również rozwiązane w prosty sposób poprzez zastosowanie metod pomiarowych ze wzorcem stałym bądź pływającym.

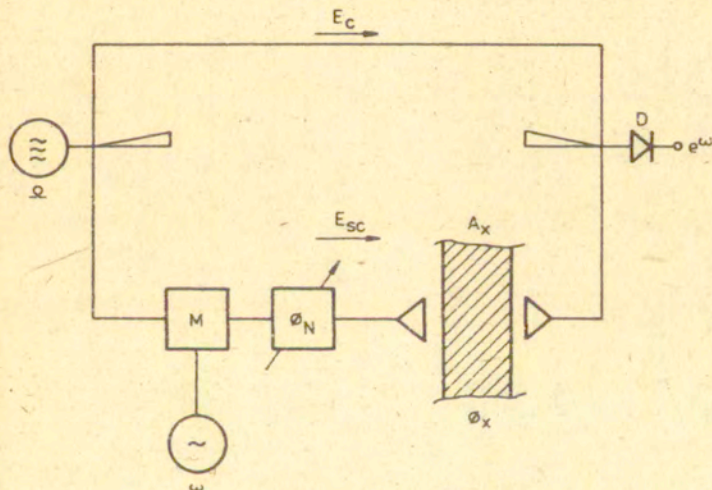
Istniejące w tym zakresie możliwości przedstawione zostaną na przykładzie mikrofalowego urządzenia pomiarowego wielkości nieelektrycznej odwzorowywanej wartością tłumienia i/lub

przesunięcia fazy sygnału mikrofalowego.

3.2. Mikrofalowy układ do pomiaru tłumienia i kąta przesunięcia fazy.

3.2.1. Zależności podstawowe.

Jednoczesny pomiar tłumienia i kąta przesunięcia fazowego osiągany jest najczęściej poprzez zastosowanie układu dwukanałowego. W tej grupie układów szczególnie cennymi zaletami odznacza się układ wykorzystujący metodę pomiaru z modulowaną podnośną, którego schemat blokowy /uproszczony/ przedstawiony jest na rysunku 11.

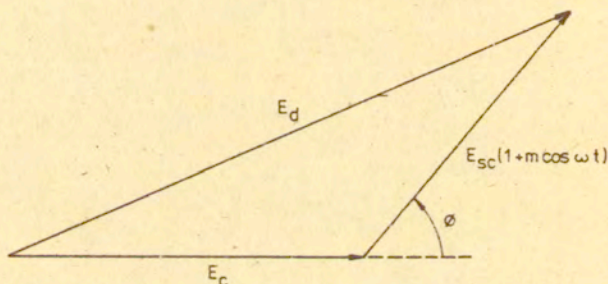


Rys. 11 - Uproszczony schemat blokowy układu pomiarowego z modulowaną podnośną.

Zależności podstawowe dla pomiaru tłumienia i kąta przesunięcia fazowego za pomocą tej metody podane zostały przez Schafra i Bowmana [9,10]. Rozwinięciem metody z modulowaną podnośną jest podana przez autora metoda pomiaru z modulowaną nośną i podwójnie modulowaną podnośną, dostosowana do przeprowadzania pomiarów w warunkach przemysłowych [11,12]. Dalsze prace nad rozszerzeniem możliwości metrologicznych metody i

optymalizacją rozwiązań układowych prowadzili King i Jaggard [13,14] oraz Warner, Herman i Jeffs [15].

Pomiar A_x i ϕ_x za pomocą metody z modulowaną podnośną uzyskiwany jest poprzez wykorzystanie właściwości układów homodynowych. Detekcja homodynowa polega na doprowadzeniu do elementu nieliniowego, sygnału modulowanego w amplitudzie i sygnału niemodulowanego o tej samej pulsacji, stanowiącego sygnał odniesienia. Wykres wektorowy sygnałów doprowadzanych do detektora w omawianym układzie przedstawiony jest na rysunku 12.



Rys. 12 - Wykres wektorowy sygnałów doprowadzanych do detektora /mieszacza/.

Sygnał wyjściowy detektora zawiera składową stałą oraz składowe zmienne, wśród których składowa o pulsacji modulacji jest nośnikiem informacji o wielkości mierzonej. Informacja ta może być dekodowana za pomocą zerowych lub wychyłowych metod zobrazowania.

Przy spełnieniu określonych warunków [10,11,12] wartość tłumienia A_x wprowadzanego w obszarze pomiarowym i mierzona za pomocą układu z modulowaną podnośną określona jest zależnością [17]:

$$/57/ \quad A_x = -20 (\log e^\omega - \log \eta_m E_0) = C - 20 \log e^\omega$$

gdzie oznaczono przez:

- E_{Ω} - amplitudę sygnału mikrofalowego doprowadzonego do kanału podnośnej,
- m - współczynnik głębokości modulacji sygnału mikrofalowego w kanale podnośnej,
- η - sprawność detekcji,
- e^{ω} - amplitudę sygnału wyjściowego detektora o pulsacji modulacji,
- $C = \log \eta m E$ - stałą.

Zgodnie z analizą przeprowadzoną przez autora [16] optymalną w warunkach pomiaru przemysłowego jest wychyłowa metoda zobrazowania wyniku, nie wymagająca stosowania w układzie regulowanego tłumika wzorcowego.

Pomiar wartości kąta przesunięcia fazowego uzyskiwany jest natomiast za pomocą metody zerowej, wymagającej zastosowania w układzie regulowanego wzorcowego przesuwника fazy ϕ_N . Odczyt wartości mierzonego kąta ϕ_x dokonywany jest ze skali tego przesuwnika lub z wzorca wtórnego prądu względnie napięcia sterującego wartością kąta ϕ_N zgodnie z zależnością:

$$/58/ \quad |\phi_x| = |\phi_N|^{\pm} \frac{\pi}{2} - \pm n \pi = |\phi_N|^{\pm} (2n-1) \frac{\pi}{2},$$

gdzie $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Z teorii detekcji homodynowej wiadomo bowiem, że sygnał wyjściowy detektora o pulsacji modulacji osiąga wartość zerową przy kącie przesunięcia fazowego między sygnałem mierzonym i znacznie odeń większym sygnałem odniesienia równym $(2n-1)\frac{\pi}{2}$. To też brak w widmie sygnałów wyjściowych detektora sygnału o pulsacji modulacji może być wykorzystany jako wskaźnik zrównania bezwzględnych wartości ϕ_x i $\phi_N + \frac{\pi}{2}$ względnie $\phi_N - \frac{\pi}{2}$.

W układzie przedstawionym na rysunku 11 suma sygnałów doprowadzonych do detektora określona jest zależnością [16]:

$$/59/ \quad E_d^2 = E_c^2 + E_{sc}^2 (1 + m \cos \omega t)^2 - 2E_c E_{sc} (1 + m \cos \omega t) \cos \theta,$$

gdzie oznaczono przez:

- E_d - amplitudę sygnału doprowadzonego do detektora,
- $\theta = (\pi - \phi)$ kąt uzupełniający kąta ϕ ,

\varnothing - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy wektorami E_C i E_{SC} ,

E_C - amplitudę sygnału mikrofalowego w kanale nośnej,
 $E_{SC} = E_{\Omega} 10^{-0.05 A_x}$ - amplitudę sygnału mikrofalowego w kanale podnośnej,

ω - pulsację sygnału modulującego.

Po prostym przekształceniu zależność /59/ przyjmie postać:

$$/60/ \quad E_d = \left\{ E_C^2 + E_{SC}^2 \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) - 2E_C E_{SC} \cos \theta + (2mE_{SC}^2 - 2mE_C E_{SC} \cos \theta) \cos \omega t + \frac{E_{SC}^2 m^2}{2} \cos 2\omega t \right\}^{1/2}.$$

W widmie sygnałów wyjściowych liniowego detektora /mieszacza/ składowa o pulsacji modulacji jest proporcjonalna do wyrażenia:

$$/61/ \quad 2 m \eta E_{SC} (E_{SC} - E_C \cos \theta),$$

gdzie przez η oznaczona jest tak jak uprzednio sprawność detekcji.

Z zależności /61/ wynika bezpośrednio, że maksymalny sygnał wyjściowy o pulsacji modulacji zostanie uzyskany, gdy:

$$/62/ \quad -\cos \theta = -\cos (\pi - \varnothing) = \cos \varnothing = 1,$$

czyli gdy:

$$/63/ \quad \varnothing = 0 \pm 2n\pi$$

lub

$$/64/ \quad \varnothing = (2n - 1)\pi.$$

Dla uzyskania jednoznaczności wyników pomiar wartości tłumienia A_x w układzie z modulowaną podnośną powinien mieć miejsce zawsze przy jednej z dwóch wyżej podanych wartości kąta \varnothing .

Z zależności /61/ wynika również, że zerowy sygnał wyjściowy detektora o pulsacji modulacji zostanie uzyskany gdy:

$$/65/ \quad \cos \varphi = -\frac{E_{SC}}{E_C},$$

czyli gdy:

$$/66/ \quad \varphi = \arccos -\frac{E_{SC}}{E_C} \neq -\frac{\pi}{2}$$

gdy $A_x \neq \infty$.

Pomiar wartości kąta przesunięcia fazowego φ_x w układzie z modulowaną podnośną za pomocą metody zerowej przy wykorzystaniu jako wskaźnika zrównania φ_x i $\varphi_N \pm \frac{\pi}{2}$ zerowego poziomu sygnału o pulsacji modulacji w widmie sygnałów wyjściowych detektora jest więc zawsze obciążony błędem $-\mathcal{V}$. Błędy te dla różnych wartości stosunku $-\frac{E_{SC}}{E_C}$ zostały stabilizowane przez Schafera [9]. Ich wartość szybko maleje poniżej 0.035 rad gdy stosunek $-\frac{E_{SC}}{E_C}$ przekroczy 30 dB.

Pomiar wartości kąta przesunięcia fazowego φ_x winien być oczywiście przeprowadzany przy stałej pulsacji źródła sygnału mikrofalowego Ω . Niejednakowa długość dróg elektrycznych kanału nośnej l_C i kanału podnośnej l_{SC} powoduje bowiem powstanie dodatkowego błędu pomiaru przy zmianie pulsacji źródła określonego zależnością:

$$/67/ \quad \varphi_x = (l_C - l_{SC}) \frac{\partial \beta}{\partial \Omega} \Delta \Omega,$$

gdzie β - stała fazowa.

Z przeprowadzonych wyżej rozważań widać, że wyniki pomiarów wartości tłumienia i kąta przesunięcia fazowego dokonywane za pomocą klasycznego układu z modulowaną podnośną obciążone są błędami wynikającymi w głównej mierze:

- przy pomiarze A_x metodą wychyłową: z niestałości mocy źródła sygnału mikrofalowego, współczynnika głębokości modulacji i sprawności detekcji oraz z niezachowania warunku fazowego /zmiana φ_x /,
- przy pomiarze φ_x metodą zerową: z niestałości różnicy dróg elektrycznych $/l_C - l_{SC}/$, niestałości pulsacji źródła sygnału mikrofalowego i niestałości stosunku amplitud sygnałów mikrofalowych w kanałach nośnej i pod-

nośnej /zmiana A_x / oraz z błędu wzorca ϕ_N lub wzorców wtórnych prądu względnie napięcia.

Wpływ niestałości wszystkich wyżej wymienionych parametrów metrologicznych układu na wyniki pomiarów A_x i ϕ_x wykonywanych w warunkach laboratoryjnych i w krótkich okresach jest możliwy do ograniczenia. W warunkach pomiarów ciągłych i przemysłowych oddziaływań mechaniczno-klimatycznych będzie on jednak decydował o możliwościach dokonania pomiarów.

3.2.2. Metoda kluczowanej podnośnej.

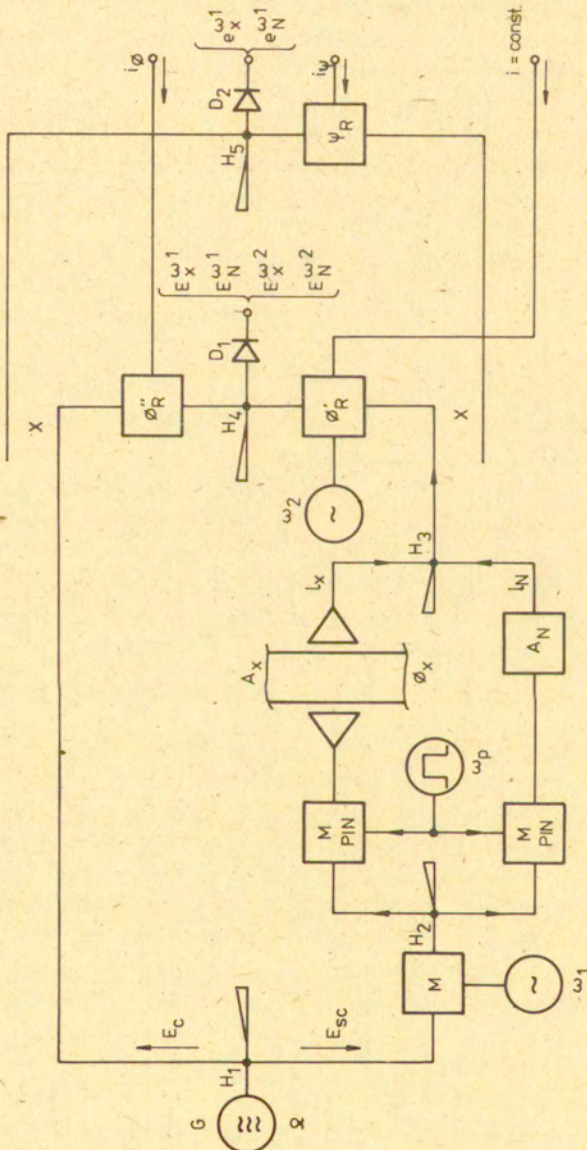
Metoda jednoczesnego pomiaru tłumienia i kąta przesunięcia fazowego, nazwana metodą z kluczowaną podnośną i wykorzystująca obie przedstawione wyżej metody minimalizacji niedokładności wyników, opracowana została celem umożliwienia ciągłego pomiaru w/w wielkości w warunkach przemysłowych. Podstawowym założeniem rozwiązania jest minimalizacja wpływu systematycznych i losowych zmian istotnych parametrów metrologicznych układu na wyniki pomiarów wartości A_x i ϕ_x . Założenie to zostało w dużej mierze zrealizowane poprzez zapewnienie w obwodach wyjściowych układu sześciu sygnałów wyróżnionych względem siebie w domenie czasu i pulsacji, będących nośnikami informacji o:

- wartości tłumienia A_x /sygnał $E_x^{\omega_1}$ /,
- czułości układu dla pomiaru A_x /sygnał $E_N^{\omega_1}$ /,
- różnicy między chwilową wartością kąta przesunięcia fazowego sygnałów E_c i E_{sc} i wartością optymalną dla pomiaru A_x /sygnał $E_x^{\omega_2}$ /,
- różnicy między chwilową wartością kąta przesunięcia fazowego sygnałów E_c i E_{sc} i wartością optymalną dla pomiaru A_N /sygnał $E_N^{\omega_2}$ /,
- wartości kąta przesunięcia fazowego ϕ_x /sygnał $e_x^{\omega_1}$ /,
- różnicy między chwilową wartością kąta przesunięcia fazowego sygnałów E_c i E_{sc} i wartością optymalną dla pomiaru ϕ_x /sygnał $e_N^{\omega_1}$ /.

Sygnały te umożliwiają automatyczną regulację kątów przesunięć fazowych w obwodach pomiarowych A_x i ϕ_x na wartościach optymalnych, automatyczną regulację czułości układu dla

pomiaru A_x oraz dokonanie pomiaru obu mierzonych wielkości A_x i ϕ_x . Wpływ zmian parametrów metrologicznych układu na te wyniki jest przy tym zredukowany do minimum.

Schemat blokowy układu pomiarowego realizującego powyższe założenia przedstawiony jest na rysunku 13. Układ z kluczowaną podnośną zawiera dwa kanały, nośnej i podnośnej, przy czym kanał podnośnej podzielony jest na dwa tory: pomiarowy i wzorcowy. Tory te włączane są kolejno do kanału podnośnej - tor wzorcowy w czasie przygotowania układu do pomiaru, tor pomiarowy w czasie właściwego pomiaru wartości A_x i ϕ_x . Oba kanały zasilane są z jednego źródła sygnału mikrofalowego poprzez rozgałęzienie hybrydowe H_1 . W kanale podnośnej sygnał mikrofalowy modulowany jest w amplitudzie sygnałem harmonicznym małej częstotliwości o pulsacji ω_1 . Sygnał ten doprowadzany jest poprzez rozgałęzienie H_2 do dwóch torów, pomiarowego i wzorcowego, o tych samych długościach dróg elektrycznych l_x i l_N . W obu torach umieszczone są modulatory absorbcyjne z diodami PIN zasilane przeciwsobnie sygnałem o pulsacji ω_p z generatora fali prostokątnej. Modulatory te działają jako klucze elektroniczne 0/∞ dB. W torze pomiarowym w szereg z modulatorem umieszczony jest obszar pomiarowy lub element badany - A_x , ϕ_x . W torze kontrolnym umieszczony jest w szereg z modulatorem stały tłumik wzorcowy A_N o odpowiednio dobranej wartości. Kolejne sygnały wyjściowe obu torów doprowadzane są do rozgałęzienia hybrydowego H_3 i poprzez przesuwniki fazowe ϕ_R i ψ_R do rozgałęzień hybrydowych H_4 i H_5 . Do tychże rozgałęzień doprowadzany jest także sygnał mikrofalowy fali nośnej E_c . W przesuwniku fazowym ϕ_R sygnał mikrofalowy podnośnej modulowany jest dodatkowo w fazie sygnałem harmonicznym małej częstotliwości o pulsacji ω_2 . Sumy wektorowe sygnału nośnej i kolejnych sygnałów podnośnej uzyskiwane w odpowiednich wrotach rozgałęzień hybrydowych H_4 i H_5 detekowane są za pomocą mieszaczy D_1 i D_2 . W obciążeniach obu mieszaczy uzyskiwane są sygnały małej częstotliwości wyróżnione względem siebie w domenie czasu i pulsacji. Liniowość przemian umożliwia niezależne wykorzystywanie każdego z tych sygnałów zgodnie z zasadą superpozycji, przy której odpowiedź układu na sygnał



Rys. 13 - Schemat blokowy układu mikrofaradowego do jednoczesnego pomiaru wartości tłumienia i kąta przesunięcia fazowego.

złożony równa jest sumie odpowiedzi na sygnały składowe.

Okres kluczkowania modulatorów absorbcyjnych $T = \frac{2\pi}{\omega}$ ustala dwa podstawowe cykle działania układu pomiarowego: cykl przygotowania pomiaru w półokresie $0 - T/2$ oraz cykl pomiaru w półokresie $T/2 - T$. Pomiar wartości A_x i ϕ_x przeprowadzany jest więc w układzie przygotowanym uprzednio do tego pomiaru przez samoczynną adaptację jego chwilowych parametrów metrologicznych do chwilowych parametrów elementów i podzespołów składowych tego układu.

W półokresie $0 - T/2$ do kanału podnośnej włączony jest tor wzorcowy i wtedy:

$$/68/ \quad A_{sc} = A_N + A_M + A_\phi + A_{PIN \text{ wł'}}$$

$$/69/ \quad \phi_{sc} = l_N \beta + l_\phi \beta + \phi_R$$

$$/70/ \quad \psi_{sc} = l_N \beta + l_\psi \beta + \psi_R$$

W półokresie $T/2 - T$ do kanału podnośnej włączony jest tor pomiarowy i wtedy:

$$/71/ \quad A_{sc} = A_x + A_M + A_\phi + A_{PIN \text{ wł'}}$$

$$/72/ \quad \phi_{sc} = l_x \beta + l_\phi \beta + \phi_R + \phi_x$$

$$/73/ \quad \psi_{sc} = l_x \beta + l_\psi \beta + \psi_R + \psi_x$$

W zależnościach /68/ do /73/ oznaczono przez:

- A_{sc} - tłumienie kanału podnośnej,
- A_M - tłumienie wprowadzane przez modulator amplitudy M,
- A_ϕ - tłumienie wprowadzane przez przesuwnik fazy ϕ_R ,
- $A_{PIN \text{ wł'}}$ - tłumienie modulatora absorbcyjnego w stanie przewodzenia,
- ϕ_{sc} - kąt przesunięcia fazowego wprowadzany w kanale podnośnej zawierającym przesuwnik fazy ϕ_R ,
- ψ_{sc} - kąt przesunięcia fazowego wprowadzany w kanale podnośnej zawierającym przesuwnik fazowy ψ_R ,
- l_ϕ - długość elektryczną kanału podnośnej z przesuwnikiem fazowym ϕ_R z wyłączeniem torów kluczkowanych,

$l\psi$ - długość elektryczną kanału podnośnej z przesuw-
niem fazowym ψ_R z wyłączeniem torów kluczowanych.

W półokresie $0 - T/2$ w układzie pomiarowym ma miejsce:
automatyczna regulacja czułości dla pomiaru A_x realizowana
przy automatycznej optymalizacji kąta przesunięcia fazowego ϕ
sygnałów E_C i E_{SC} oraz automatyczne ustalenie kąta prze-
sunięcia fazowego ψ sygnałów E_C i E_{SC} na wartości $\pi/2$
rad wymaganej dla pomiaru ϕ_x .

W półokresie $T/2 - T$ w układzie pomiarowym ma miejsce:
automatyczna optymalizacja kąta przesunięcia fazowego ϕ dla
pomiaru A_x oraz, po zaniku stanów nieustalonych, pomiar
wartości A_x i ϕ_x .

3.2.3. Automatyczna regulacja czułości i pomiar tłumienia.

Z teorii układu mikrofalowego do pomiaru tłumienia za po-
mocą metody z modulowaną podnośną wiadomo [10,11,16], że przy
spełnieniu określonych warunków sygnał wyjściowy mieszacza o
pulsacji modulacji jest liniowo zależny od amplitudy sygnału
mikrofalowego w kanale podnośnej:

$$/74/ \quad |E^{\omega 1}| = |\eta m E_{SC}| = |\eta m E_{\Omega} 10^{-0.05A_{SC}}| = |\eta m E_{\Omega} \exp(-0.115A_{SC})|.$$

Przy $\phi = 0 \pm 2n\pi$ i przy założeniu, że $A_{PIN} w1 \ll A_N, A_x$ w każ-
dej z połówek okresu kluczowania słuszne będą zależności:

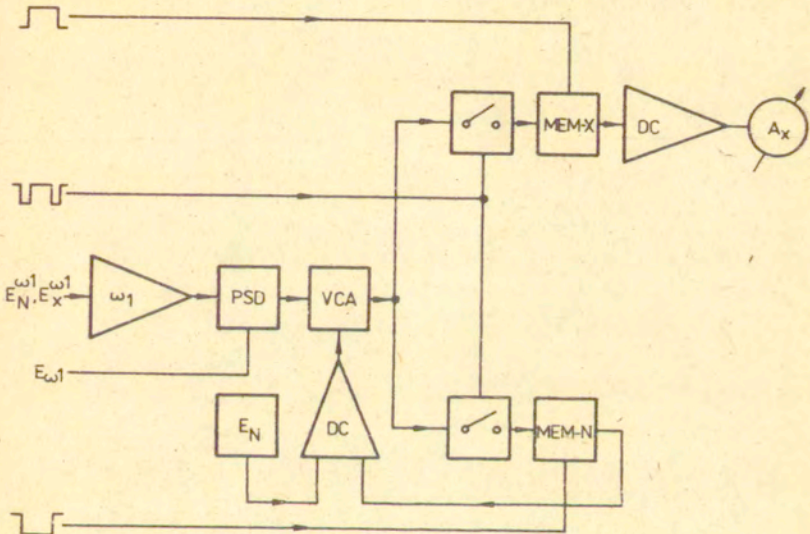
$$/75/ \quad E_N^{\omega 1} \begin{cases} T/2 \\ 0 \end{cases} = \eta m E_{\Omega} \exp[-0.115(A_N + A_M + A_{\phi})],$$

$$/76/ \quad E_x^{\omega 1} \begin{cases} T \\ T/2 \end{cases} = \eta m E_{\Omega} \exp[-0.115(A_x + A_M + A_{\phi})].$$

Z zależności /75/ i /76/ wynika, że sygnał $E_N^{\omega 1}$ jest funk-
cją A_N i szeregu dalszych wielkości, a sygnał $E_x^{\omega 1}$ funkcją
 A_x i wszystkich tych samych wielkości co sygnał $E_N^{\omega 1}$. Przy
stałej wartości A_N sygnał $E_N^{\omega 1}$ stanowi więc sygnał odniesienia
dla automatycznej regulacji czułości układu zobrazowania war-

tości sygnału $E_x^{\omega_1}$. Tym samym sygnał $E_x^{\omega_1}$ staje się funkcją jedynie wartości A_x , a jego zależność od szeregu parametrów metrologicznych układu pomiarowego zostaje zminimalizowana [11, 16].

Schemat blokowy układu zobrazowania wyniku pomiaru A_x z automatyczną regulacją czułości przedstawiony jest na rysunku 14.

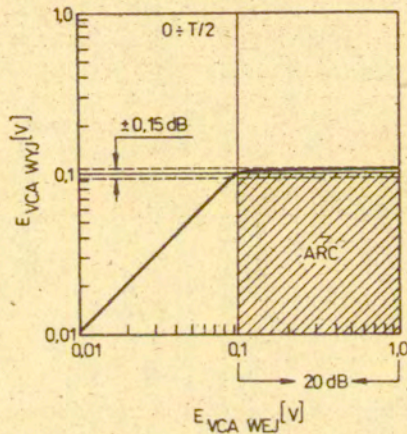


Rys. 14 - Schemat blokowy układu zobrazowania wartości mierzonego tłumienia z automatyczną regulacją czułości.

Sygnały wyjściowe $E_N^{\omega_1}$ i $E_x^{\omega_1}$ mieszacza D_1 wzmacniane są selektywnie i prostowane w układzie detektora fazoczułego. Sygnał wyjściowy PSD poprzez sterowany elektrycznie dzielnik napięcia VCA doprowadzany jest synchronicznie z przełączaniem modulatorów w kanale podnośnej do dwóch układów pamięci, MEM-X i MEM-N. Do pamięci MEM-X doprowadzany jest sygnał proporcjonalny do wartości mierzonego tłumienia A_x , zaś do pamięci MEM-N sygnał proporcjonalny do wartości tłumienia wzorcowego A_N /sygnał odniesienia/.

Uśredniony w okresie $0 \dots T/2$ i niezmienny w okresie $T/2 - T$

sygnał wyjściowy pamięci MEM-N porównywany jest z sygnałem wzorcowym E_N . Ich różnica sprowadzana jest do wartości zerowej lub bliskiej zera poprzez regulację stosunku podziału dzielnika VCA. Charakterystyka regulacji przedstawiona jest na rysunku 15.



Rys. 15 - Charakterystyka regulacji czułości układu pomiarowego.

Uśredniony w okresie $T/2 - T$ i niezmienny w okresie $0 - T/2$ sygnał wyjściowy pamięci MEM-X wykazywany jest jako wynik pomiaru wartości A_x :

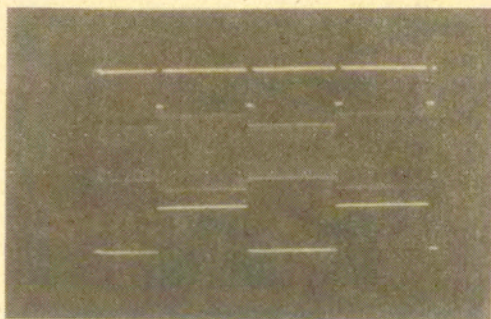
$$/77/ \quad A_x = \xi \int_{T/2}^T \frac{2}{T} E_x^{\omega 1}(t) dt ,$$

gdzie przez ξ oznaczony jest współczynnik proporcjonalności dB/V.

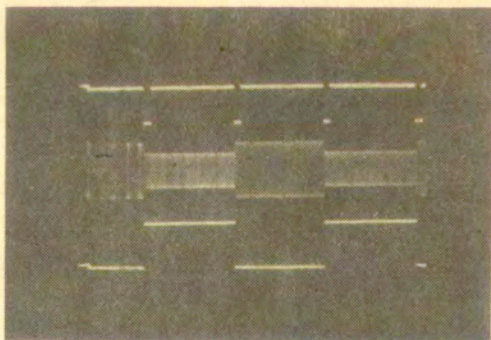
Wpływ stanów nieustalonych związanych z kluczowaniem na wynik pomiaru i regulacji ograniczony jest za pomocą kluczy wycinających włączonych szeregowo z układami pamięciowymi. Otwierane są one bezpośrednio przed przełączeniem modulatorów, a

zamykane w ustalonej części półokresu kluczowania po ich przełączeniu.

Przebiegi napięciowe w charakterystycznych punktach układu zobrazowania wartości A_x przedstawione są na rysunku 16 i rysunku 17, odpowiednio przy $A_x < A_N$ i $A_x > A_N$. Podano przebiegi sygnałów wyjściowych wzmacniacza selektywnego i obydwaj przebiegi kluczujące.



Rys. 16 - Przebiegi napięciowe w charakterystycznych punktach układu zobrazowania wartości mierzonego tłumienia przy $A_x < A_N$.



Rys. 17 - Przebiegi napięciowe w charakterystycznych punktach układu zobrazowania wartości mierzonego tłumienia przy $A_x > A_N$.

Działanie przedstawionego wyżej układu zobrazowania wartości A_x zostało sprawdzone doświadczalnie. Zmieniając moc źródła sygnału mikrofalowego o ± 3 dB względem poziomu 10 mW oraz amplitudę sygnału modulującego o pulsacji ω_1 również o ± 3 dB /od 20 do ok. 40 V/ obserwowano wpływ tych zmian na poziom sygnału proporcjonalnego do wartości mierzonego tłumienia $A_x = 20$ dB. Stwierdzono zmiany tego sygnału w granicach około ± 0.025 dB.

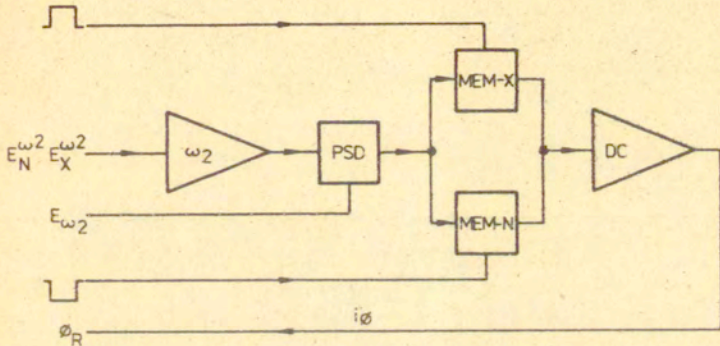
3.2.4. Automatyczna regulacja faz.

Z teorii układu mikrofalowego do pomiaru tłumienia za pomocą metody z modulowaną podnośną wiadomo [10,12,16], że warunkiem jednoznaczności wyników jest wyrównanie kątów przesunięć fazowych sygnałów mikrofalowych w kanałach nośnej i podnośnej do wartości $\varnothing = 0 \pm n\pi$. Wartościom kątów $\varnothing = 0 \pm 2n\pi$ oraz $\varnothing = \pm /2n - 1/\pi$ odpowiadają przesunięte względem siebie w fazie o π rad sygnały wyjściowe mieszacza o pulsacji ω_1 /przy niezmienniej wartości modułu/.

Automatyczna regulacja kątów przesunięć fazowych sygnałów mikrofalowych doprowadzanych w obu połówkach okresu kluczowania do rozgałęzienia H_4 /rysunek 13/ uzyskiwana jest za pomocą metody podwójnej modulacji sygnału podnośnej [12,16]. Wskaźnikiem optymalnej wartości kąta \varnothing jest przy tej metodzie zerowy poziom sygnału o pulsacji ω_2 w widmie sygnałów wyjściowych mieszacza D_1 . Sygnał o pulsacji ω_2 uzyskiwany jest w wyniku modulacji fazy sygnału podnośnej wprowadzanej poprzez zasilanie ferrytowego przesuwnika fazy \varnothing'_R sygnałem zmiennym o pulsacji ω_2 . Modulacja fazy przetwarzana jest na modulację amplitudy zgodnie z charakterystyką fazową kanału podnośnej. Sygnał wyjściowy mieszacza D_1 o pulsacji ω_2 , po selektywnym wzmocnieniu i fazoczułej detekcji, steruje prądem wzbudzenia elektromagnesu ferrytowego przesuwnika fazy \varnothing''_R i sprowadza swą wartość do minimum. Przesuwniki fazy \varnothing'_R i \varnothing''_R wykorzystywane są w takim układzie odpowiednio: jako modulator fazy i jako element wykonawczy układu automatyki fazowej /regulator fazy/.

Schemat blokowy zespołu małej częstotliwości układu auto-

matycznej regulacji kątów przesunięć fazowych sygnałów E_C i E_{SC} przy pomiarze wartości A_X i A_N przedstawiony jest na rysunku 18.



Rys. 18 - Schemat blokowy zespołu małej częstotliwości układu automatycznej regulacji kątów przesunięć fazowych sygnałów E_C i E_{SC} .

Sygnały wyjściowe $E_N^{\omega 2}$ i $E_X^{\omega 2}$ mieszacza D_1 wzmacniane są selektywnie i prostowane w układzie detektora fazoczułego. Sygnał wyjściowy PSD doprowadzany jest synchronicznie z przełączaniem modulatorów w kanale podnośnej do dwóch układów pamięci MEM-N i MEM-X. Do pamięci MEM-N doprowadzany jest sygnał proporcjonalny do różnicy faz $\Delta \phi$ sygnałów mikrofalowych E_C i E_{SC} w półokresie $0 - T/2$:

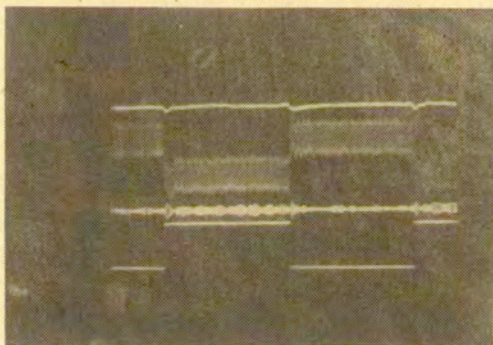
$$/78/ \Delta \phi \Big|_0^{T/2} = \phi_{OPT} - \phi = 0 \pm n\pi - \{l'_C \beta + \phi_R'' - [(l_N + l_\phi) \beta + \phi_R']\}$$

gdzie przez l'_C oznaczona jest długość drogi elektrycznej kanału nośnej pomiędzy rozgałęzieniami H_1 i H_4 . Do pamięci MEM-X doprowadzony jest sygnał proporcjonalny do różnicy faz $\Delta \phi$ sygnałów mikrofalowych E_C i E_{SC} w półokresie $T/2 - T$:

$$/79/ \Delta \phi \Big|_{T/2}^T = \phi_{OPT} - \phi = 0 \pm n\pi - \{l'_C \beta + \phi_R'' - [(l_X + l_\phi) \beta + \phi_X + \phi_R']\}$$

Sygnały wyjściowe obu pamięci po odpowiednim wzmocnieniu sterują prądem wzbudzenia elektromagnesu ferrytowego przesuwnika fazy ϕ_R'' . W wyniku kolejne różnice faz zredukowane są do wartości bliskiej zeru oraz zapewniana jest jednoznaczność wyników pomiaru A_x i A_N .

Przebiegi napięciowo-prądowe charakteryzujące działanie układu APC przedstawione są na rysunku 19 i rysunku 20, odpowiednio przy zamkniętej i rozwartej pętli automatycznej regulacji.

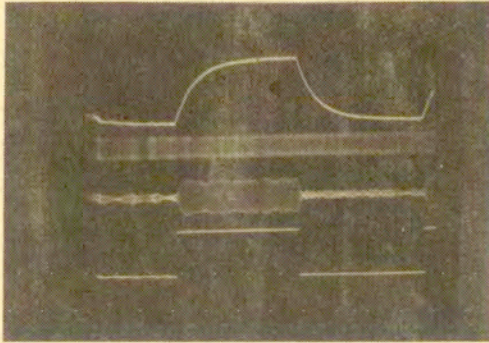


Rys. 19 - Przebiegi napięciowo-prądowe charakteryzujące działanie ARØ przy zamkniętej pętli automatycznej regulacji.

W obu przypadkach przedstawiono:

- zmiany poziomu sygnału odwzorowującego A_x ,
- zmiany wartości prądu wzbudzenia ferrytowego przesuwnika fazy ϕ_R'' ,
- zmiany amplitudy sygnału o pulsacji ω_2 proporcjonalnego do różnicy faz $\Delta\phi$, oraz
- przebieg kluczujący modulatory w kanale podnośnej.

Stany nieustalone związane z kluczowaniem nie są eliminowane w układzie ARØ, gdyż nie oddziałują one na wynik regulacji i pomiaru. Odpowiednie przedziały czasowe wycinane są w układzie zobrazowania wartości A_x .

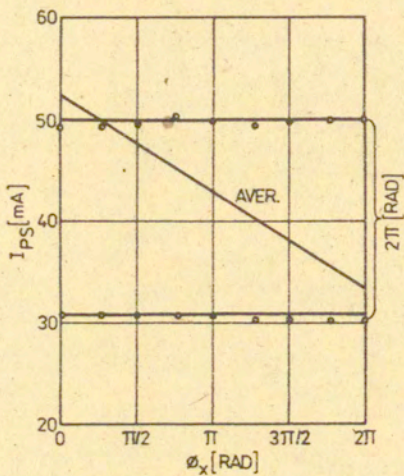


Rys. 20 - Przebiegi napięciowo-prądowe charakteryzujące działanie AR \emptyset przy otwartej pętli automatycznej regulacji.

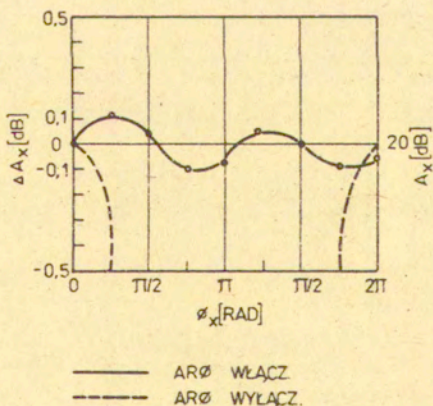
Powyższe rozwiązanie zostało sprawdzone doświadczalnie.

W funkcji zmian kąta przesunięcia fazowego ϕ_x w zakresie od 0 do 2π rad uzyskano zmiany prądu wzbudzającego elektromagnes ferrytowego przesuwnika fazy ϕ_R^n przedstawione na rysunku 21. Stałe wartości prądu odpowiadają półokresom 0 - T/2, w których do kanału podnośnej włączony jest tor wzorcowy. Dwie różne wartości prądu uzyskane w tym półokresie odpowiadają przesunięciu punktu pracy układu na charakterystyce przesuwnika fazy $\phi_R^n = f/I_{PS} / o 2\pi$ rad. Zmienna w funkcji ϕ_x wartość prądu odpowiada półokresom T/2 - T, w których do kanału podnośnej włączany jest tor pomiarowy. Skuteczność działania układu AR \emptyset zobrazowana jest na rysunku 22, na którym przedstawiono zależność poziomu sygnału $E_x^{\omega 1}$ proporcjonalnego do A_x od wartości kąta przesunięcia fazowego ϕ_x przy zamkniętej i otwartej pętli automatycznej regulacji fazy / $A_x = 20$ dB/. Straty rzędu setnych części dB wprowadzane są do układu poprzez kanał nośnej przy zamkniętej pętli AR \emptyset w wyniku zmian strat wtrącenia i odbicia przesuwnika fazy ϕ_R^n w funkcji prądu wzbudzenia.

Działanie przedstawionego układu automatycznej regulacji fazy nie jest zależne od stochastycznych zmian pulsacji źródła



Rys. 21 - Zależność prądu wzbudzenia ferrytowego przesuwnika fazy ϕ_R'' od wartości kąta przesunięcia fazowego ϕ_x .



Rys. 22 - Zależność poziomu sygnału proporcjonalnego do wartości mierzonego tłumienia od wartości kąta przesunięcia fazowego ϕ_x przy zamkniętej i otwartej petli AR0.

sygnału mikrofalowego Ω i od zmian długości dróg elektrycznych l'_C , l'_ϕ , l'_N i l'_X . W funkcji w/w wielkości zmienna jest jedynie wartość prądu wzbudzenia przesuwника odpowiadająca półokresowi $0 - T/2$.

3.2.5. Automatyczna regulacja fazy odniesienia ψ_0 i pomiar ϕ_x .

Pomiar kąta przesunięcia fazowego wprowadzanego w obszarze pomiarowym układu detektora homodynamicznego realizowany jest najczęściej za pomocą metody zerowej. W szereg z obszarem pomiarowym lub równolegle do tego obszaru włączany jest wzorcowy przesuwnik fazy ϕ_N za pomocą którego wyznaczana jest wartość mierzonego kąta $\phi_x = \phi_N /$. Wskaźnikiem zrównania obu kątów jest określony poziom sygnału wyjściowego mieszacza [9, 12, 16]. Z przeprowadzonych uprzednio rozważań wynika np., że wskaźnikiem zrównania kątów ϕ_x i ϕ_N w układzie pomiarowym z modulowaną podnośną może być zerowy poziom sygnału o pulsacji modulacji ω_1 w widmie sygnałów wyjściowych mieszacza. Takiemu poziomowi odpowiada kąt przesunięcia fazowego sygnałów E_C i E_{SC} równy $\pi/2$ rad z niedokładnością:

$$/80/ \quad \psi = -\frac{\pi}{2} - \arccos \frac{E_{SC}}{E_C}$$

przy czym: $\lim_{A_x \rightarrow \infty} \psi \rightarrow 0$

$$/81/ \quad A_x \rightarrow \infty$$

Przy przyjęciu zerowego poziomu sygnału o pulsacji ω_1 za informację o zrównaniu kątów fazowych mierzonego ϕ_x i wzorcowego ϕ_N , wprowadzanych szeregowo do kanału podnośnej /rysunek 11/, popełniany jest błąd pomiaru uzależniony od stosunku amplitud sygnałów E_{SC} i E_C przy kolejnych pomiarach. Ponadto wynik pomiaru ϕ_x obciążony jest dalszymi niedokładnościami wynikającymi ze stochastycznych zmian pulsacji sygnału mikrofalowego Ω i niejednakowej długości dróg elektrycznych l_C i l_{SC} oraz zmian długości tych dróg w funkcji np. temperatury otoczenia.

W układzie z kluczowaną podnośną wpływ w/w czynników został zminimalizowany poprzez automatyczne dostrajanie w pół-

okresie $0 - T/2$ kąta odniesienia ψ_0 do wartości $|\pi/2 - \nu|$ rad przy chwilowej wartości pulsacji Ω i chwilowych długościach dróg elektrycznych wszystkich fragmentów układu. Pomiar ϕ_x dokonywany jest w półokresie $T/2 - T$ względem tej ustalonej wartości kąta ψ_0 . Regulacja kąta przesunięcia fazowego ψ sygnałów mikrofalowych E_c i E_{sc} doprowadzanych do rozgałęzienia H_5 uzyskiwana jest za pomocą ferrytowego przesuwника fazy ψ_R , zarówno przy pomiarze kąta przesunięcia fazowego wprowadzanego przez tor wzorcowy $\phi_n = l_N \beta$ jak i kąta przesunięcia fazowego wprowadzanego przez tor pomiarowy $\phi_x = l_x \beta + \phi_x$. Wskaźnikiem wyrównania ϕ_n i ϕ_x za pomocą ψ_R do wartości $|\pi/2 - \nu|$ rad jest, zgodnie z wyżej powiedzianym, zerowy poziom sygnału o pulsacji ω_1 w widmie sygnałów wyjściowych mieszacza D_2 /rysunek 13/. Prąd wysterowania I_{PS} ferrytowego przesuwника fazy ψ_R w półokresie $0 - T/2$ przyjmowany jest jako prąd odniesienia przy pomiarze kąta przesunięcia fazowego ϕ_x w półokresie $T/2 - T$. Ze względu na jednakową długość dróg elektrycznych l_x i l_N zapewniony jest zawsze jednokierunkowy przyrost prądu tego przesuwника fazy, gdyż zawsze $\phi_x \geq \phi_n$. Przesuwnik fazy ψ_R wykorzystywany jest więc w powyższym rozwiązaniu w dwojakim charakterze: raz jako przesuwnik kompensujący wpływ stochastycznych zmian parametrów układu na wynik pomiaru, raz jako pomiarowy przesuwnik wzorcowy. Jako wynik pomiaru wartości kąta ϕ_x przyjmuje się uśrednioną wartość przyrostów prądu sterującego przesuwnika fazy ψ_R w okresie $T/2 - T$ względem wartości tego prądu w okresie $0 - T/2$:

$$/82/ \quad \phi_x + 2n\pi = \gamma \frac{2}{T} \int_{T/2}^T \Delta I_{PS}(t) dt,$$

gdzie przez γ oznaczony jest współczynnik proporcjonalności rząd/mA, a $n = 0, 1, 2, 3 \dots$

Jednakowa długość dróg elektrycznych l_x i l_N powoduje również, że wynikiem pomiaru ϕ_x jest rzeczywisty kąt przesunięcia fazowego wprowadzany w obszarze pomiarowym układu. Jeżeli kąt ten jest równy zeru $\phi_x = 0$, to:

$$/83/ \quad \phi_x = l_x / \beta = l_N / \beta = \phi_n$$

i $\Delta I_{PS} = 0$ niezależnie od chwilowej wartości Ω i długości dróg elektrycznych wszystkich pozostałych fragmentów układu mikrofalowego. Oddziaływanie na wynik pomiaru ϕ_x niedokładności samej metody pomiaru ograniczane jest przez wybór wartości tłumienia wzorcowego A_N odpowiadającego średniej arytmetycznej wartości E_{sc} przy skrajnych wartościach tłumienia mierzonych A_x . W ten sposób błąd ψ popełniany przy pomiarze ϕ_n jest zbliżony do błędu popełnianego przy pomiarze ϕ_x , gdyż:

$$/84/ \quad \arccos \left. \begin{array}{c} -\frac{E_{sc}}{E_c} \\ 0 \end{array} \right|_{0}^{T/2} \cong \arccos \left. \begin{array}{c} -\frac{E_{sc}}{E_c} \\ 0 \end{array} \right|_{0}^{T/2}$$

Niedokładność pomiaru ϕ_x zredukowana jest więc do minimum odpowiadającego różnicy obu tych błędów.

Schemat blokowy zespołu małej częstotliwości układu automatycznej regulacji ψ_0 i zobrazowania wartości ϕ_x w zakresie $0 - 2\pi$ rad przedstawiony jest na rysunku 23.

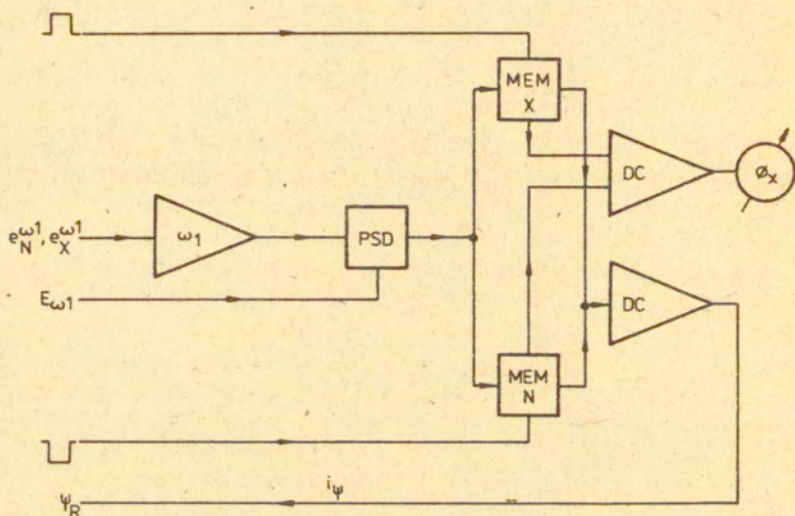
Sygnaly wyjściowe $e_x^{\omega l}$ i $e_N^{\omega l}$ mieszacza D_2 wzmacniane są selektywnie i prostowane w układzie detektora fazoczułego. Sygnał wyjściowy PSD doprowadzany jest synchronicznie z przełączaniem modulatorów kanału podnośnej do dwóch układów pamięci MEM-N i MEM-X. Do pamięci MEM-N doprowadzany jest w półokresie $0 - T/2$ sygnał proporcjonalny do różnicy faz sygnałów mikrofalowych E_c i E_{sc} w stosunku do wartości $(\pi/2 - \psi)$;

$$/85/ \quad e_N^{\omega l} = \gamma [(\pi/2 - \psi) - \psi].$$

Do pamięci MEM-X doprowadzany jest w półokresie $T/2 - T$ sygnał proporcjonalny do różnicy faz sygnałów mikrofalowych E_c i E_{sc} również w stosunku do wartości $(\pi/2 - \psi)$:

$$/86/ \quad e_x^{\omega l} = \gamma [(\pi/2 - \psi) - (\psi + \phi_x)].$$

Sygnaly wyjściowe obu pamięci, po odpowiednim wzmacnieniu, wykorzystywane są podwójnie:



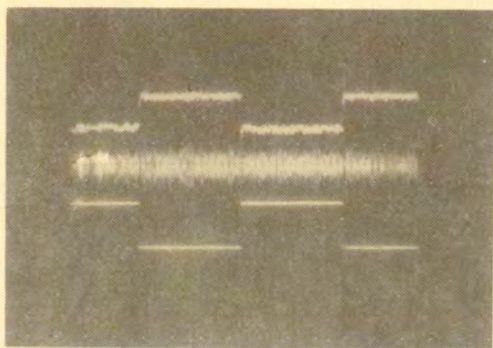
Rys. 23 - Schemat blokowy zespołu małej częstotliwości układu automatycznej regulacji wartości kąta odniesienia ψ_0 i zobrazowania wartości mierzonego kąta ϕ_x .

- każdy z nich steruje kolejno i naprzemiennie wartością prądu wzbudzenia elektromagnesu ferrytowego przesuwnika fazy ψ_R , redukując swą wartość do minimum zależnego od wzmocnienia pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego,
- ich różnica, równoważna różnicy prądu wzbudzenia przesuwnika fazy ψ_R w obu półokresach, jest miarą wartości mierzonego kąta przesunięcia fazowego ϕ_x w przedziale $0 - 2\pi$ rad zgodnie z zależnością /82/.

Przebiegi prądowo-napięciowe charakteryzujące działanie układu przedstawione są na rysunku 24. Na rysunku tym zobrazowano:

- zmiany wartości prądu wzbudzenia ferrytowego przesuwnika fazy ψ_R ,
- zmiany amplitudy sygnału o pulsacji ω_1 proporcjonalnego do różnicy kątów przesunięć fazowych sygnałów E_c i E_{sc}

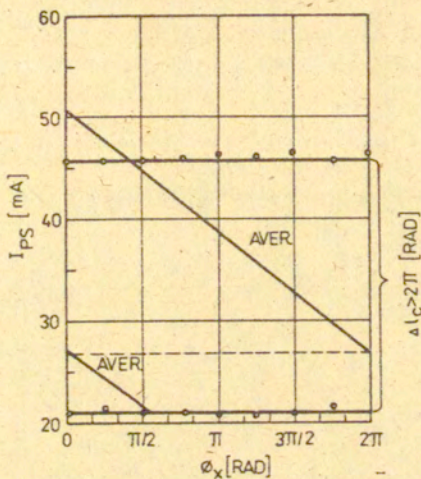
- i kąta $(\pi/2 - \psi)$ w kolejnych półokresach kluczkowania,
- przebieg kluczkujący modulatory w torze pomiarowym i wzorcowym kanału podnośnej.



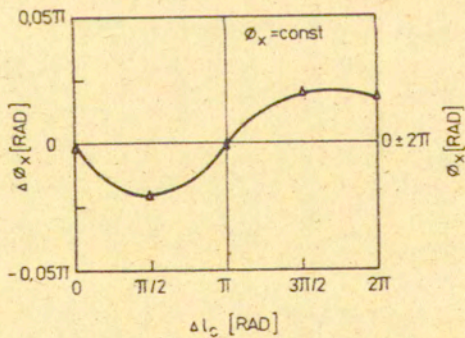
Rys. 24 - Przebiegi prądowo-napięciowe charakteryzujące działanie układu.

Powyższe rozwiązanie sprawdzone zostało doświadczalnie. W funkcji zmian kąta przesunięcia fazowego ϕ_x w zakresie od 0 do 2π rad uzyskano zmiany prądu wzbudzenia ferrytowego przesuwnika fazy ψ_R przedstawione na rysunku 25. Stałe wartości prądów odpowiadają półokresom 0 - $T/2$, w których do kanału podnośnej włączony jest tor wzorcowy. Dwie różne wartości prądu I_{PS} uzyskane w tych półokresach odpowiadają przesunięciu punktu pracy układu na charakterystyce przesuwnika fazy $\psi_R = f / I_{PS} / o 2\pi$ rad. Zmienna w funkcji ϕ_x wartość prądu odpowiada półokresom $T/2 - T$, w których do kanału podnośnej włączony jest tor pomiarowy.

Wpływ zmian długości drogi elektrycznej l_c pomiędzy wrotami rozgałęzień H_1 i H_5 na wynik pomiaru stałej wartości ϕ_x przedstawiono na rysunku 26 /w granicach zmian l_c odpowiadających dodatkowemu przesunięciu fazy o 2π rad/. Podobny efekt spowoduje zmiana częstotliwości źródła sygnału mikrofalowego o około 0.1 GHz /przy długości toru falowodowego między obu



Rys. 25 - Zależność prądu wzbudzenia ferrytowego przesuwnika fazy ψ_R od wartości kąta przesunięcia fazowego ϕ_x .



Rys. 26 - Zależność wyniku pomiaru wartości kąta ϕ_x od zmiany długości drogi elektrycznej l_c o 2π rad.

wrotami rozgałęzienia H_5 rzędu 2 metrów/.

Ze względu na wieloznaczność wyniku pomiaru ϕ_x /powtórzenie wartości ΔI_{PS} co 2π radianów/ dla ustalenia rzeczywistej wartości ϕ_x w przedziale zmian większym od 2π rad koniecznym jest uzyskanie dodatkowej informacji o wartości współczynnika numerycznego n /82/. Otrzymywana ona jest bądź poprzez zliczenie dodatnich i ujemnych przyrostów kąta ϕ_x co 2π radianów w przypadku narastania ϕ_x od wartości początkowej zawartej w przedziale $0 - 2\pi$ radianów, bądź poprzez wnioskowanie z wyniku pomiaru A_x , jeżeli wartość A_x i ϕ_x pozostają w określonym stosunku wzajemnym.

3.2.6. Niedokładność wyników pomiaru.

Niedokładności pomiaru A_x powodowane są w proponowanym układzie głównie przez trzy czynniki:

- przez zmiany strat wtrącenia i odbicia wprowadzane do kanału podnośnej przez regulowany przesuwnik fazowy ϕ_R^n w funkcji czasu i oddziaływań mechaniczno-klimatycznych,
- przez zmiany wartości tłumienia wzorcowego A_N powodowane wpływem tychże oddziaływań, oraz
- przez zmiany impedancji przepustowych i zaporowych modulatorów absorbcyjnych z diodami PIN.

Niedokładność pomiaru nie zależy natomiast praktycznie od tak istotnych parametrów metrologicznych układu jak: poziom mocy źródła sygnału mikrofalowego, współczynnik głębokości modulacji amplitudy sygnału mikrofalowego, poziom mocy źródła sygnału modulującego, niedopasowania elementów mikrofalowych występujące we wspólnej dla obu sygnałów podnośnej części układu oraz sprawności mieszania.

Przy starannym wykonaniu wzorca A_N i spełnieniu nierówności $A_{PIN\ min} \ll A_x \ll A_{PIN\ max}$ niedokładności pomiaru A_x są skutecznie minimalizowane.

Niedokładność pomiaru ϕ_x powodowana jest w przedstawionym układzie głównie przez:

- histerezę magnetyczną sterowanego elektrycznie pomiarowego przesuwnika fazowego ψ_R tzn. zależność wartości

- wprowadzanego przezeń kąta przesunięcia fazowego od kierunku zmiany prądu sterującego. Składowa ta ograniczana jest np. przez wykorzystanie liniowego odcinka charakterystyki przesuwnika w zakresie jedynie $0 - 2\pi$ rad, o dużym nachyleniu, a więc małych zmianach prądu,
- niekontrolowane zmiany niedopasowań elementów mikrofalowych w obu kanałach /nośnej i podnośnej/ w funkcji czasu i przemysłowych oddziaływań mechaniczno-klimatycznych,
 - ograniczony współczynnik wzmocnienia sygnału proporcjonalnego do różnicy kątów przesunięć fazowych w torze wzorcowym i pomiarowym kanału podnośnej, oraz
 - niejednakowe zmiany długości dróg elektrycznych toru pomiarowego / l_x / i wzorcowego / l_N / w funkcji zmian temperatury otoczenia.

Dokładność pomiaru ϕ_x nie zależy natomiast praktycznie od tak istotnych parametrów metrologicznych układu jak: pulsacja źródła sygnału mikrofalowego, długość elektryczna kanału nośnej i podnośnej oraz stałość położenia charakterystyki sterowanego elektrycznie przesuwnika fazowego $\psi_R = f / I$ na płaszczyźnie obu zmiennych /przy zachowaniu nachylenia odcinka liniowego/. Jednocześnie zostaje znacznie zmniejszony błąd metody [9], gdyż zarówno ϕ_N jak i ϕ_x mierzone są przy zbliżonym stosunku amplitud sygnałów podnośnej i nośnej.

Przy starannym wykonaniu torów kanału podnośnej zasadniczą przyczyną niedokładności pomiaru ϕ_x jest błąd histerezy pomiarowego przesuwnika fazowego $\psi_{R'}$.

Powyższe zestawienie przyczyn niedokładności pomiaru nie uwzględnia źródeł błędów związanych z zespołami małej częstotliwości i prądu wyprostowanego wchodzących w skład urządzenia pomiarowego. Dodatkowe niedokładności pomiaru A_x i ϕ_x powodowane być mogą przez szumy ciągłe i dyskretne w obwodach wyjściowych wzmacniaczy selektywnych, rozstrojenia częstotliwości źródła sygnału modulującego względem częstotliwości rezonansowej wzmacniacza selektywnego, zmiany poziomów zerowych wzmacniaczy prądu stałego, niestabilności współczynników wzmocnienia lub skuteczności detekcji, skończone wartości współczynników wzmocnienia członów składowych pętli automatycznych regu-

lacji /zerowych/ itp. Wpływy większości tych dodatkowych źródeł niedokładności pomiaru mogą być zminimalizowane za pomocą prostych rozwiązań wykorzystujących te same metody minimalizacji niedokładności ze wzorcem stałym i pływającym.

3.3. Przetwornik poziomu sygnału harmonicznego małej częstotliwości.

3.3.1. Zależności podstawowe.

Zgodnie z wyżej powiedzianym ograniczenie pasma przenoszenia przetwornika poziomu sygnału harmonicznego małej częstotliwości realizowane jest technicznie poprzez:

- selektywne wzmocnienie,
- fazoczułą detekcję,

Selektywne wzmocnienie uzyskiwane jest w wyniku zastosowania w układzie przetwornika członów pasmowych, najczęściej w postaci wzmacniaczy wąskopasmowych o współczynniku wzmocnienia K , wypadkowej dobroci Q i wprowadzanym kącie przesunięcia fazowego γ_w .

Fazoczuła detekcja uzyskiwana jest poprzez wykorzystanie w układzie przetwornika jednego ze znanych układów detektorów fazoczułych [18], w których wyprostowany sygnał wyjściowy jest funkcją kąta przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałem mierzonym i sygnałem odniesienia. Wypadkowa szerokość pasma przenoszonych częstotliwości uzależniona jest w głównej mierze od stałej czasu RC filtru całkującego do którego doprowadzany jest sygnał wyjściowy detektora. Wartość tej szerokości pasma uzależniona jest praktycznie jedynie od czasu pomiaru będącego do dyspozycji [19,20].

Znane zależności podstawowe wiążące wzmocnienie i kąt przesunięcia fazowego γ_w wzmacniacza z jego dobrocią Q , częstotliwością rezonansową ω_r i częstotliwością sygnału ω określone są wyrażeniami:

$$/87/ \quad k = \frac{K_{\max}}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2}},$$

$$/88/ \quad \gamma_w = - \operatorname{arc} \operatorname{tg} Q \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right),$$

zaś sygnał wyjściowy detektora E przy wyrównanych kątach przesunięć fazowych torów sygnału mierzonego i sygnału odniesienia:

$$/89/ \quad E = \sqrt{e} \frac{K_{\max}}{\sqrt{1+Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2}} \cos \left[-\operatorname{arc} \operatorname{tg} Q \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right],$$

gdzie przez \sqrt{e} oznaczono współczynnik proporcjonalności. Zgodnie z wyżej powiedzianym niedokładność wyniku przetworzenia poziomu sygnału e/E jest więc wynikiem sumowania się niedokładności powodowanych charakterystyką częstotliwościową wzmacniacza wąskopasmowego i charakterystyką fazową tegoż wzmacniacza. Wpływ charakterystyki fazowej wzmacniacza będzie oczywiście dominujący w przypadku szerokopasmowości pozostałych członów składowych układu, tzn. gdy

$$/90/ \quad \frac{\partial \gamma_w}{\partial \omega} \gg \frac{\partial \gamma}{\partial \omega}$$

gdzie przez γ oznaczono wartość kąta przesunięcia fazowego wprowadzanego do torów sygnału mierzonego i sygnału odniesienia przez resztę układu. Ma to najczęściej miejsce w praktyce. Z zależności /89/ wynika bezpośrednio, że wpływ częstotliwości sygnału mierzonego e na niedokładność przetwarzania e/E jest tym większy, im większa jest wypadkowa dobroć układu wzmacniacza selektywnego Q . Osiągnięcie dużej czułości układu przetwornika e/E wymaga oczywiście zapewnienia maksymalnej wartości stosunku sygnału użytecznego do szumów i zakłóceń w obwodzie wejściowym detektora, a więc wąskiego pasma przenoszenia wzmacniacza /dużej dobroci Q /.

Klasycznymi środkami zapobiegającymi wpływowi względnego rozstrojenia częstotliwości rezonansowej wzmacniacza selektywnego ω_r i częstotliwości źródła sygnału pomiarowego ω na wynik przetwarzania są:

- zastosowanie w obwodach określających częstotliwość re-

zonansowe obydwu zespołów elementów o "zerowych" wypadkowych współczynnikach zmian w funkcji czasu i oddziaływań mechaniczno-klimatycznych,

- zastosowanie w obwodach jak wyżej elementów o takich samych współczynnikach zmian,
- zastosowanie rozwiązań konstrukcyjnych niedopuszczających do oddziaływań mechaniczno-klimatycznych na elementy obwodów ustalających częstotliwości obu zespołów.

Takie same efekty można jednak uzyskać w znacznie prostszy sposób za pomocą metody pływającego wzorca i to zarówno dla zmian o charakterze systematycznym jak i przypadkowym.

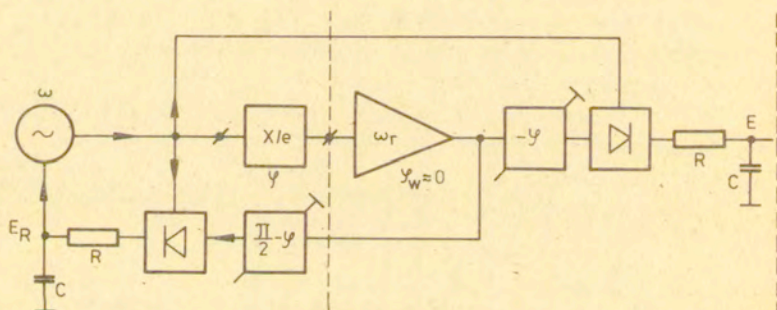
3.3.2. Metoda minimalizacji wpływu rozstrojenia poprzez automatyczne dostrajanie.

Efekt minimalizacji wpływu na wynik przetwarzania e/E względnego rozstrojenia źródła sygnału pomiarowego i wzmacniacza selektywnego za pomocą metody pływającego wzorca uzyskiwany jest poprzez uzależnienie częstotliwości źródła od chwilowej wartości częstotliwości rezonansowej wzmacniacza selektywnego przyjętej jako częstotliwość wzorcowa.

Realizacja powyższej metody polega na uzależnieniu częstotliwości źródła sygnału od napięciowego sygnału korekcyjnego E_R oraz wartości i znaku tegoż sygnału od różnicy częstotliwości źródła w stosunku do częstotliwości rezonansowej wzmacniacza selektywnego. Taki sygnał korekcyjny uzyskiwany jest poprzez wykorzystanie charakterystyki fazowej wzmacniacza. Z zależności /88/ wynika bezpośrednio, że wartość kąta przesunięcia fazowego wprowadzanego przez wzmacniacz zmienia się od wartości ujemnych do wartości dodatnich przechodząc przez zero przy $\omega = \omega_r$. Poprzez wykorzystanie znanych właściwości detektora fazoczułego oraz sygnału wyjściowego źródła jako sygnału odniesienia i sygnału wyjściowego wzmacniacza jako sygnału mierzonego, doprowadzanego do wejścia detektora poprzez przesuwnik fazowy zapewniający względny kąt przesunięcia fazowego obu sygnałów o $-\frac{\pi}{2}$ radiana, uzyskiwany jest sygnał wyjściowy detektora spełniający wszelkie warunki wymagane od sygnału korekcyjnego, tj. sygnał:

- równy zero przy $\omega = \omega_r$,
- większy od zera przy $\omega > \omega_r$,
- mniejszy od zera przy $\omega < \omega_r$.

Sygnal ten doprowadzony do obwodu sterującego wartością częstotliwości źródła ω będzie jej wartość zawsze sprowadzał do wartości równej lub zbliżonej do ω_r z niedokładnością uzależnioną od wartości współczynnika sprzężenia zwrotnego pętli. Schemat blokowy przetwornika poziomu sygnału harmonicznego małej częstotliwości e/E ze zminimalizowanym wpływem względnego rozstrojenia zespołów źródła i wzmacniacza za pomocą metody pływającego wzorca przedstawiony jest na rysunku 27.



Rys. 27 - Schemat blokowy przetwornika poziomu sygnału harmonicznego małej częstotliwości ze zminimalizowanym wpływem względnego rozstrojenia źródła i wzmacniacza wąskopasmowego.

3.3.3. Wyniki doświadczeń

Skuteczność działania układu automatycznego dostrajania sprawdzona została doświadczalnie w konstrukcji mikrofalowych urządzeń pomiarowych typoszeregu 63 i 16. Jako elementy składowe obwodu ustalającego częstotliwość źródła sygnału harmonicznego zasilającego modulator w układzie mikrofalowym, o re-

zystancji uzależnionej od doprowadzanego sygnału napięcia stałego, zastosowane zostały tranzystory polowe. Do obwodu bramki źródło tych tranzystorów doprowadzony został sygnał korekcyjny pobierany bezpośrednio z wyjścia filtra całkującego RC. Przy przestrajaniu wzmacniacza selektywnego w granicach 1070 ± 20 Hz częstotliwość źródła nadążała za częstotliwością rezonansową wzmacniacza z niedokładnością 0.025 określoną jako stosunek:

$$\frac{\Delta \omega_r - \Delta \omega}{\Delta \omega} \quad .$$

Potwierdzono więc doświadczalnie, że układ automatycznego dostrajania źródła do częstotliwości rezonansowej wzmacniacza selektywnego ogranicza do praktycznie pomijalnej wartości wpływ rozstrojenia na charakterystykę przetwarzania przetwornika e/E. Istotną cechą układu jest przy tym wzrost skuteczności działania ze zmniejszeniem szerokości pasma częstotliwości przenoszonych przez wzmacniacz /wzrostem dobroci Q/. Elementy składowe obu zespołów, ustalające ich początkowe częstotliwości działania, nie muszą być przy tym ani specjalnie dobierane, ani ich zmiany w funkcji czasu i oddziaływań środowiskowych nie muszą być kompensowane.

3.4. Przetwornik poziomu sygnału prądu stałego.

3.4.1. Własności podstawowe.

Czułość wzmacniaczy prądu stałego z bezpośrednim sprzężeniem ograniczona jest przez dryft początkowego punktu pracy wzmacniacza. Na jego wyjściu występuje zawsze suma sygnału użytecznego i sygnału dryftu. Wartość sygnału dryftu odniesiona do wejścia wzmacniacza wyznacza więc jego maksymalną czułość. Klasycznymi metodami ograniczania dryftu początkowego punktu pracy wzmacniaczy prądu stałego z bezpośrednim sprzężeniem są: kompensacja liniowa, oparta o zasadę ujemnego sprzężenia zwrotnego i kompensacja nieliniowa, wykorzystująca elementy półprzewodnikowe o określonych współczynnikach termicznych. Symetryczne lub przeciwstawne rozwiązania kolejnych stopni wzmacniacza należą do tej ostatniej metody. Poważne

wady lub kłopotliwość stosowania takich metod są ogólnie znane. Również klasyczną metodą wzmacniania sygnałów prądu stałego jest metoda przetwarzania. Sygnał prądu stałego przetwarzany jest na sygnał zmienny, wzmacniany i powtórnie przetwarzany na sygnał prądu stałego. W rozwiązaniach takich dryft punktu pracy samego wzmacniacza zostaje praktycznie wyeliminowany. Pozostaje jedynie wpływ dryftu modulatora wejściowego układu. Przetwarzanie sygnału stałego na zmienny realizowane było za pomocą przetworników elektromechanicznych, magneto-elektrycznych i magnetycznych. Współczesne układy wykorzystują najczęściej przetworniki elektroniczne, głównie foto-rezystory i tranzystory FET lub MOSFET [21,22,23]. Układy wzmacniaczy prądu stałego z przetwarzaniem zawierają dodatkowo modulator wejściowy, demodulator /zwykle synchroniczny/ i człony sprzęgające te zespoły z wejściem i wyjściem wzmacniacza. Inne metody minimalizacji dryftu poziomu zerowego wzmacniaczy prądu stałego z bezpośrednim sprzężeniem oparte są na zasadzie korekcji okresowej lub korekcji ciągłej. Układy z korekcją okresową redukują wpływ sygnału dryftu poprzez okresowe doprowadzenie tego sygnału z wyjścia do wejścia lub do jednego ze stopni pośrednich wzmacniacza [24,25,26,27,28]. Jednocześnie sygnał mierzony odłączany jest od wejścia wzmacniacza zwieranego z punktem o zerowym potencjale /masą układu/. Układy z korekcją ciągłą realizowane są w różnych modyfikacjach rozwiązania podanego przez G.A.Goldberga [29]. Zmniejszenie wpływu sygnału dryftu uzyskiwane jest w wyniku współpracy dwóch wzmacniaczy, jednego wąskopasmowego, bezdryftowego, z przetwarzaniem sygnałów i drugiego, szerokopasmowego. Oba wzmacniacze połączone są szeregowo i objęte pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego wyrównującego ich charakterystykę częstotliwościową [30,31,32].

W szeregu zastosowaniach metrologicznych, a w szczególności w przemysłowych układach automatycznej regulacji bądź sterowania, nie jest koniecznym odtworzenie na wyjściu wzmacniacza prądu stałego kształtu jego sygnału wejściowego. Sygnał wyjściowy wzmacniacza winien być jedynie proporcjonalny do średniej wartości prądu wejściowego w określonym przedziale czasu

W tego typu zastosowaniach przestaje być istotną szerokopasmowość wzmacniacza. Istotnymi są natomiast jego niezawodność /prostota rozwiązania/ oraz stałość poziomu zerowego w funkcji oddziaływań mechaniczno-klimatycznych, głównie temperaturowych i czasu.

W takich przypadkach bardzo dobre rezultaty uzyskać można poprzez minimalizację dryftu wzmacniacza za pomocą metody pływającego wzorca.

3.4.2. Metoda eliminacji wpływu prądu dryftu na poziom sygnału wyjściowego przetwornika i/I.

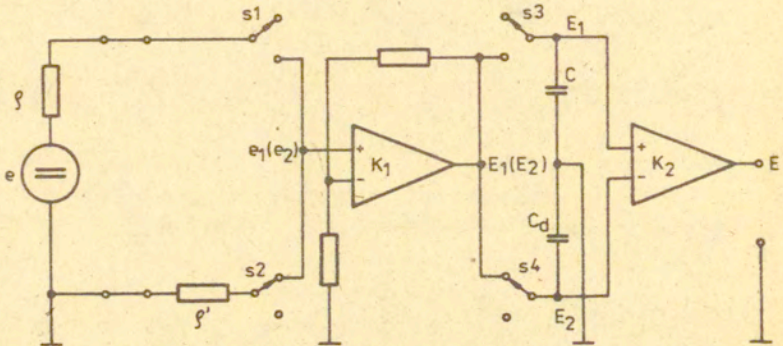
Efekt minimalizacji wpływu dryftu wzmacniacza prądu stałego na początkowy /zerowy/ poziom sygnału wyjściowego przetwornika i/I za pomocą metody pływającego wzorca uzyskiwany jest poprzez wyodrębnienie spadku napięcia prądu dryftu na rezystancji wyjściowej stopnia sterującego i wzmocnieniu jedynie różnicy spadków napięć sygnału mierzzonego wraz z sygnałem dryftu i sygnału dryftu.

Schemat blokowy przetwornika prądu stałego i/I z bezpośrednim sprzężeniem wykorzystujący metodę pływającego wzorca przedstawiony jest na rysunku 28.

Sygnał mierzony doprowadzany jest do wejścia wzmacniacza ze źródła s.e.m. e o rezystancji wewnętrznej ϱ .

Wejście i wyjście wzmacniacza głównego k_1 przełączane są synchronicznie z okresem T pomiędzy źródło sygnału mierzzonego i punkt o potencjale zerowym /poprzez rezystancję ϱ' równą rezystancji wewnętrznej źródła sygnału ϱ / oraz pojemności C i C_d . Do wejścia wzmacniacza głównego k_1 doprowadzane są w takim układzie kolejno sygnały:

$$\begin{array}{l} /93/ \quad \text{w półokresie } 0 - \frac{T}{2}: e_1 \\ /94/ \quad \text{w półokresie } \frac{T}{2} - T: e_2 \end{array} \left| \begin{array}{l} \frac{T}{2} \\ 0 \\ T \\ \frac{T}{2} \end{array} \right. = \begin{array}{l} \alpha_t e + (e_d + i_d \varrho) \\ \\ e_d + i_d \varrho' \end{array} ,$$



Rys. 28 - Schemat blokowy przetwornika prądu stałego z bezpośrednim sprzężeniem ze zminimalizowanym wpływem prądu dryftu stopnia wejściowego.

gdzie oznaczone są przez:

e_d - s.e.m. dryftu /przy $g = 0$ /,

i_d - prąd dryftu,

α_t - współczynnik przenoszenia sygnału e do wejścia k_1 .

Sygnał określony zależnością /94/ jest w tym przypadku płynącym sygnałem wzorcowym /w założeniu stałość rezystancji wyjściowej stopnia sterującego g /.

Sygnały e_1 i e_2 , k_1 -krotnie wzmacnione i doprowadzone z wyjścia wzmacniacza poprzez klucze s_3 i s_4 odpowiednio do kondensatorów C i C_d określone są zależnościami:

$$/95/ \quad E_1 \Big|_0^{\frac{T}{2}} = k_1 (\alpha_t e + e_d + i_d g) [1 - \exp(-\frac{T}{2C R_w})],$$

$$/96/ \quad E_2 \Big|_{\frac{T}{2}}^T = k_1 (e_d + i_d g') [1 - \exp(-\frac{T}{2C_d R_w})],$$

gdzie oznaczone są przez:

E_1, E_2 - sygnały zapamiętywane w ciągu kolejnych półokresów przez kondensatory C i C_d .

r_w - rezystancja wyjściowa wzmacniacza k_1 .

W zależnościach /95/ i /96/ zostały pominięte rezystancje zwarcia kluczy s3 i s4, r_s , jako z założenia znacznie mniejsze od rezystancji wyjściowej wzmacniacza r_w .

Ze względu na niewielką wartość rezystancji r_w napięcia kondensatorów C i C_d osiągają wartość maksymalną w czasie wielokrotnie krótszym od półokresu przełączania. Z niewielkim błędem można przyjąć, że:

$$\text{/97/} \quad E_1 \begin{vmatrix} T \\ 2 \\ 0 \end{vmatrix} = k_1 (\alpha_t e + e_d + i_d \rho),$$

$$\text{/8/} \quad E_2 \begin{vmatrix} T \\ 2 \\ 0 \end{vmatrix} = k_1 (e_d + i_d \rho').$$

Po zmianie stanu kluczy s3 i s4 /w drugich półokresach/ napięcia kondensatorów C i C_d określone są zależnościami:

$$\text{/99/} \quad E_1 \begin{vmatrix} T \\ 2 \\ 2 \\ 0 \end{vmatrix} = k_1 (\alpha_t e + e_d + i_d \rho) \exp\left(-\frac{T}{2} \frac{1}{C R_w}\right),$$

$$\text{/100/} \quad E_2 \begin{vmatrix} T \\ 2 \\ 2 \\ 0 \end{vmatrix} = k_1 (e_d + i_d \rho') \exp\left(-\frac{T}{2} \frac{1}{C_d R_w}\right),$$

gdzie przez R_w oznaczona jest rezystancja wejściowa wzmacniacza k_2 .

W zależnościach /99/ i /100/ zostały pominięte rezystancje rozwarcia kluczy s3 i s4, r_s wył, jako z założenia znacznie większe od rezystancji wejściowej wzmacniacza R_w .

W zależnościach /99/ i /100/ zostały pominięte rezystancje rozwarcia kluczy s3 i s4, r_s wył, jako z założenia znacznie większe od rezystancji wejściowej wzmacniacza R_w .

Ze względu na duże wartości R napięcia kondensatorów C i C_d

$$/101/ \quad E_1 \begin{vmatrix} T \\ 2 \\ 0 \end{vmatrix} = k_1 (\alpha_t e + e_d + i_d \rho),$$

$$/102/ \quad E_2 \begin{vmatrix} T \\ 2 \\ 0 \end{vmatrix} = k_1 (e_d + i_d \rho').$$

Z zależności /97/, /98/, /101/ i /102/ wynika, że w ciągu całego okresu T napięcia obu kondensatorów C i C_d określone są przez:

$$/103/ \quad E_1 \begin{vmatrix} T \\ 0 \end{vmatrix} = k_1 (\alpha_t e + e_d + i_d \rho),$$

$$/104/ \quad E_2 \begin{vmatrix} T \\ 0 \end{vmatrix} = k_1 (e_d + i_d \rho').$$

Sygnały zapamiętane przez kondensatory C i C_d doprowadzone są do wejść wzmacniacza różnicowego prądu stałego k₂. Sygnał wyjściowy tego wzmacniacza określony jest zależnością:

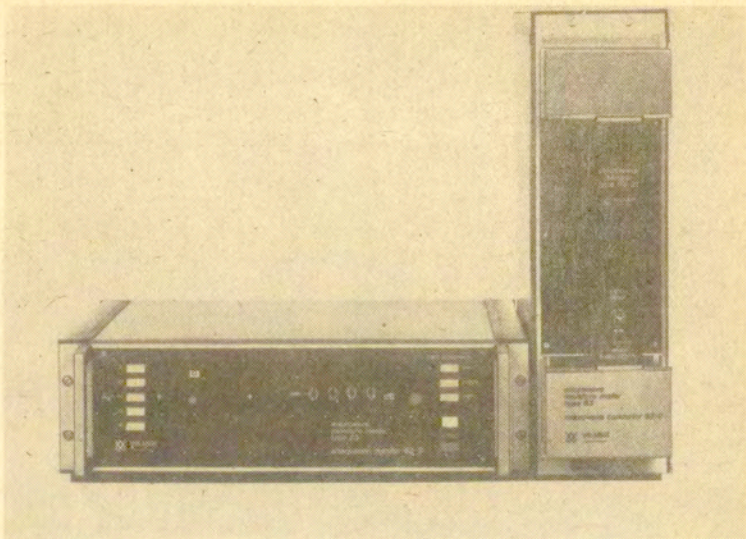
$$/105/ \quad E = (E_1 - E_2) k_2,$$

która po uwzględnieniu równości /103/ i /104/ przyjmuje postać:

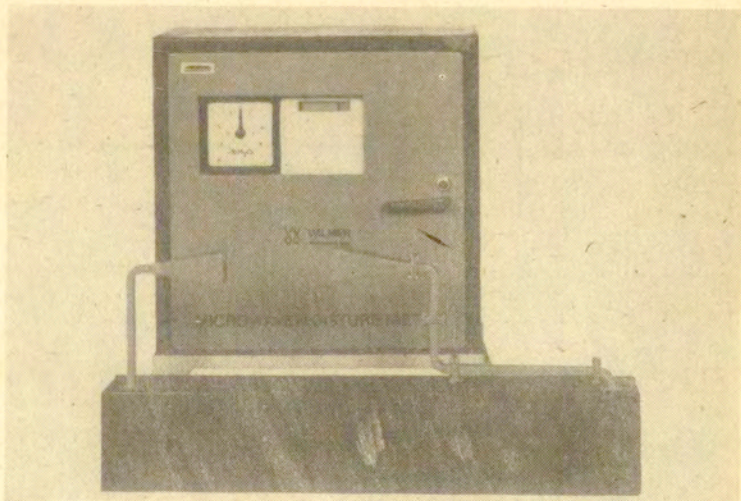
$$/106/ \quad E = k_1 k_2 \alpha_t e.$$

Sygnał wyjściowy układu wzmacniaczy k₁ i k₂ nie zależy więc od sygnału dryftu wzmacniacza k₁ i jest funkcją jedynie wartości sygnału mierzonego $e/\alpha_t = \text{constans}/$.

Warunkiem koniecznym działania układu jest, by sygnał dryftu nie przesunął punktu pracy wzmacniacza w zakres nielinowości jego charakterystyki. Warunek ten ogranicza bądź rezystancję wewnętrzną źródła sygnału mierzonego ρ bądź czułość wzmacniacza k₁ i uzależnia ich maksymalne wartości od prądu dryftu i_d. W razie konieczności warunek ten może być wyeliminowany poprzez zastosowanie układu automatycznie utrzymującego zadany poziom napięcia na C_d.



Rys. 29 - Mikrofalowe urządzenie pomiarowe typoszeregu 63.



Rys. 30 - Mikrofalowe urządzenie pomiarowe typoszeregu 16.

Rezystancja wejściowa układu wzmacniaczy k_1 i k_2 , podobnie jak przy układzie z przetwarzaniem, równa jest stosunkowi napięcia wejściowego do średniej wartości prądu wejściowego w czasie jednego cyklu pracy.

Przez dalszą analogię do układu z przetwarzaniem można stwierdzić, że iloczyn współczynnika przetwarzania i współczynnika demodulacji osiąga w przedstawionym rozwiązaniu wartość równą jedności co odpowiada maksymalnej wartości możliwej.

3.4.3. Wyniki doświadczalne.

Skuteczność działania układu eliminacji dryftu sprawdzona została doświadczalnie w konstrukcji mikrofalowych urządzeń pomiarowych typoszeregów 63 i 16.

Jako elementy kluczujące zastosowane zostały tranzystory polowe sterowane w obwodzie bramka-źródło impulsami prostokątnymi. Wzmocnienie wypadkowe przetwornika ustalono na wartości 60 dB przy rezystancji wyjściowej źródła sygnału sterującego rzędu 250 kohm /filtr całkujący sygnał wyjściowy detektora fazoczułego/. Uzyskany dryft temperaturowy poziomu początkowego przetwornika i/I został w przedstawionym rozwiązaniu zminimalizowany kilkudziesięciokrotnie do wartości około $0.05 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ /pomimo zastosowania konwencjonalnych scalonych wzmacniaczy operacyjnych/.

3.5. Zastosowanie praktyczne.

Przedstawione wyżej zespoły w.c.z., m.c.z. i prądu stałego realizujące metodę pomiaru z wzorcem stałym i pływającym zostały zastosowane między innymi w mikrofalowych urządzeniach pomiarowych typoszeregu 63 i 16 przedstawionych na rysunku 29 i rysunku 30. Z instrumentalnego punktu widzenia mierniki te są miernikami tłumienia sygnału mikrofalowego /bądź kąta przesunięcia fazowego/, przewidzianymi do zastosowań laboratoryjnych /typoszereg 63/ i przemysłowych /typoszereg 16/. Mogą one być wykorzystane do pomiaru fizycznych wielkości nieelektrycznych dających się przetworzyć na wartość tłumienia sygnału mikrofalowego /względnie przesunięcie fazy tegoż sygnału/.

4. Mikrofalowe urządzenie pomiarowe w systemie do pomiaru wilgotności materiałów dielektrycznych.

4.1. Wprowadzenie

Stężenie wody w substancjach stałych i ciekłych wyrażone w stosunku liczbowym lub w procentach masy danej substancji nazywane jest wilgotnością względną danej substancji. Wilgotność względną określa się bądź na bazie suchej bądź na bazie mokrej odpowiednio jako stosunek masy wody zawartej w substancji do masy suchej substancji bądź do masy wody i masy suchej substancji. A więc:

$$/107/, \quad W_S = \frac{m_W}{m_S} \cdot 100\% \text{ H}_2\text{O}$$

$$/108/, \quad W_M = \frac{m_W}{m_W + m_S} \cdot 100\% \text{ H}_2\text{O}$$

gdzie oznaczono przez:

- W_S - wilgotność na bazie suchej,
- W_M - wilgotność na bazie mokrej,
- m_W - masę wody,
- m_S - masę suchej substancji.

Ze względu na powszechność występowania wody i wynikające stąd konsekwencje problem wyznaczania wilgotności ciał stałych i cieczy stanowił i stanowi jeden z ważniejszych problemów współczesnej metrologii wielkości nieelektrycznych. Spotykane w praktyce metody pomiaru wilgotności dzielą się na dwie zasadnicze grupy:

- metody bezpośredniego pomiaru wilgotności oparte na pomiarze ilości wody usuniętej z badanej substancji,
- metody pośredniego pomiaru wilgotności oparte na pomiarze właściwości substancji zależnych od zawartości wody.

Do pierwszej grupy należy przede wszystkim metoda osuszania, będąca jedną z najstarszych i najczęściej stosowanych metod laboratoryjnych pomiaru zawartości wody. Jest ona uznawana za metodę wzorcową dla pośrednich metod pomiaru wilgotności.

Pomiar polega na usunięciu wody z ciała stałego za pomocą ciepła i dokładnym ważeniu próbki przed i po zabiegu. Do tejże grupy metod należą również metody chemiczne jak ekstrakcyjna metoda Karla-Fischera, metoda Tamenowa i inne.

Do drugiej grupy należą wszystkie metody oparte na wyznaczaniu określonych fizycznych właściwości badanej substancji /mechanicznych, elektrycznych, cieplnych/ o ustalonej zależności od wilgotności. Wymagają one oczywiście przeprowadzania procesu wzorcowania za pomocą jednej z metod pomiaru bezpośredniego.

Woda zawarta w mieszaninach woda-materiał ma dwoisty charakter i występuje w nich pod postacią:

- wody związanej chemicznie z materiałem tzw. wody krystalicznej, traktowanej jako składnik suchego materiału, oraz
- wody związanej fizycznie z materiałem, stanowiącej faktyczny składnik mokrego materiału.

Pomiar wilgotności dotyczy oczywiście jedynie wody związanej fizycznie z materiałem siłami adhezji. I ta woda ma również dwoisty charakter. Przy niewielkich ilościach wody w mieszaninie wiąże się ona na powierzchniach drobin, cząstek, kapilar lub granulek materiału, tworząc warstwę związaną molekularnie z materiałem, o ograniczonym wpływie na właściwości mieszaniny. Wraz ze wzrostem ilości wody w mieszaninie związana jest ona w coraz mniejszym stopniu z materiałem i wypełnia przestrzenie między cząstkami materiału; oddziaływanie tej wody wolnej na właściwości mieszaniny gwałtownie rośnie.

Mikrofalowe metody pomiaru wilgotności mogą być stosowane przede wszystkim do mieszanin wody z materiałami dielektrycznymi, nie wykazującymi przenikalności magnetycznej. Metody te wykorzystują zmiany elektrycznych właściwości mieszanin w funkcji zmian stosunku mas zawartej w nich wody do suchej substancji. Zmiany tego stosunku objawiają się np. zmianami zespolonej przenikalności elektrycznej mieszaniny:

$$/109/ \quad \hat{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon'(1 - j \operatorname{tg}\delta)$$

gdzie oznaczono przez:

ϵ' - stałą dielektryczną,
 $\text{tg } \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$ - tangens kąta stratności mieszaniny.

Ze względu na znaczną różnicę pomiędzy stałymi dielektrycznymi i współczynnikami strat wody /odpowiednio około 60 i około 0.5/ i większości suchych substancji /odpowiednio 2-4 i około 10^{-2} / nawet dodanie niewielkiej ilości wody do materiału zmienia zasadniczo właściwości powstałej w ten sposób mieszaniny. Poznanie właściwości elektrycznych wody i suchych substancji dielektrycznych w szerokim zakresie częstotliwości fal elektromagnetycznych i temperatur ma więc podstawowe znaczenie dla pomiaru wilgotności za pomocą metod mikrofalowych.

Zmiany właściwości wody wolnej w funkcji częstotliwości opisane są zależnościami Debye'a [33, 34]:

$$/110/ \quad \epsilon' = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_S - \epsilon_{\infty}}{1 + x^2},$$

$$/111/ \quad \epsilon'' = \frac{\epsilon_S - \epsilon_{\infty}}{1 + x^2} x,$$

$$/112/ \quad \text{tg } \delta = \frac{\epsilon_S - \epsilon_{\infty}}{\frac{\epsilon_S}{x} + \epsilon_{\infty} x},$$

gdzie oznaczono przez:

ϵ_S - statyczną przenikalność elektryczną / $\epsilon_S = 81$ /,

ϵ_{∞} - przenikalność elektryczną poza obszarem dyspersji w zakresie wielkiej częstotliwości / $\epsilon_{\infty} = 4.9$ /.

Wielkość x określona jest zależnością:

$$/113/ \quad x = \omega \tau \frac{\epsilon_S + 2}{\epsilon_{\infty} + 2},$$

gdzie oznaczono przez:

τ - czas relaksacji molekuł wody,

ω - pulsację pola elektromagnetycznego.

Wielkość τ uzależniona jest od promienia molekuly a_r , lepkości ξ , stałej Boltzmana K i temperatury T zgodnie z zależnością:

/114/

$$\tau = \frac{4 \pi \epsilon_0 a^3}{K T} .$$

Zależność składowych rzeczywistej i urojonej zespolonej przenikalności elektrycznej wody od częstotliwości promieniowania elektromagnetycznego przy $T = 20^{\circ}\text{C}$ przedstawiona jest na rysunku 31.

Odpowiednie zależności w funkcji temperatury przy trzech różnych częstotliwościach fali elektromagnetycznej przedstawione są na rysunku 32 i rysunku 33.

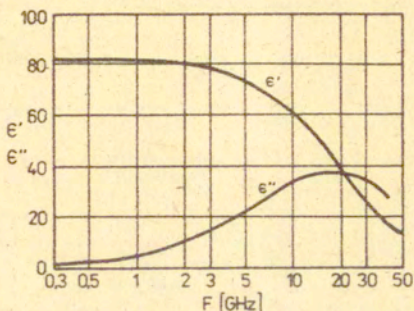
Dalszym istotnym czynnikiem mogącym oddziaływać na właściwości elektryczne wody jest jej skład chemiczny. Przy niskich częstotliwościach pola elektromagnetycznego właściwości kwasowych i zasadowych roztworów wodnych różnią się znacznie od właściwości wody destylowanej. Wpływ domieszek kwasowych bądź zasadowych występujących w wodzie lub w badanej substancji na właściwości elektryczne mieszaniny w paśmie częstotliwości mikrofalowych nie jest dokładnie przebadany. Z dostępnych danych wynika jednak, że przy częstotliwościach wyższych od kilku gigaherców wpływ ten może być traktowany jako pomijalnie mały w porównaniu z wpływem zmiany ilości wody zawartej w mieszaninie.

Zmiany właściwości elektromagnetycznych wody w funkcji stężenia chlorku sodu przedstawione są dla przykładu na rysunku 34 i rysunku 35 [35].

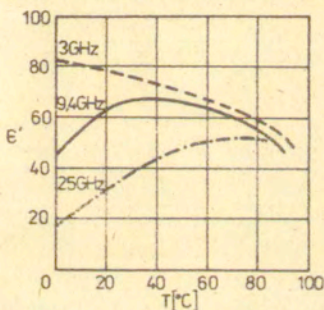
Właściwości elektryczne suchych substancji niepolarnych /za które można uważać ogromną większość materiałów występujących w przyrodzie/ nie zmieniają się w funkcji częstotliwości promieniowania elektromagnetycznego w granicach pasma mikrofalowego. Również zmiany ich właściwości elektrycznych w funkcji temperatury można uznać za pomijalnie małe w porównaniu z wpływem zmiany ilości wody zawartej w mieszaninie.

Zmiany stałej dielektrycznej i tangensa kąta stratności w funkcji temperatury dla trzech typowych materiałów niepolarnych przedstawione są dla przykładu na rysunku 36 i rysunku 37.

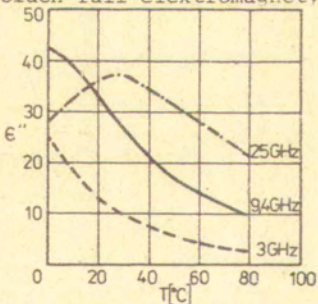
W przypadku suchych substancji najistotniejszym czynnikiem oddziaływującym na wynik pomiaru wilgotności jest zmienność



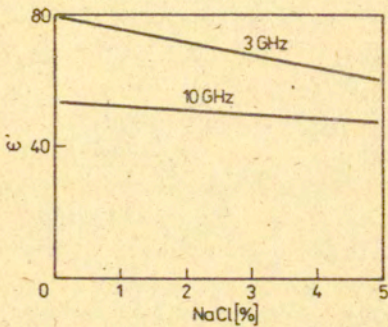
Rys. 31 - Zależność składowych rzeczywistej i urojonej zespolonej przenikalności elektrycznej wody od częstotliwości ($T = 20^{\circ}\text{C}$).



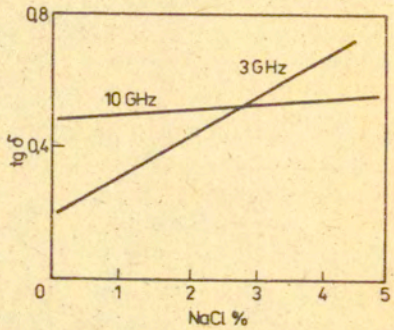
Rys. 32 - Zależność składowej rzeczywistej zespolonej przenikalności elektrycznej wody od temperatury /przy trzech różnych częstotliwościach fali elektromagnetycznej/.



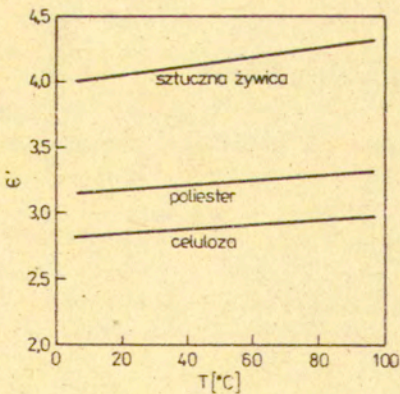
Rys. 33 - Zależność składowej urojonej zespolonej przenikalności elektrycznej wody od temperatury /przy trzech różnych częstotliwościach fali elektromagnetycznej/.



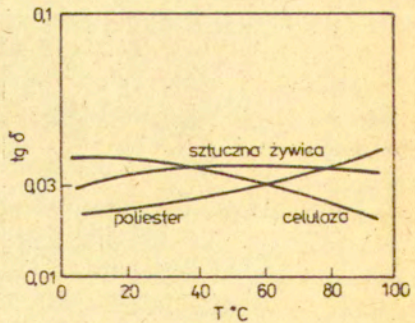
Rys. 34 - Zależność stałej dielektrycznej wody od stężenia chlorku sodu /przy dwóch częstotliwościach fali elektromagnetycznej/.



Rys. 35 - Zależność współczynnika strat wody od stężenia chlorku sodu /przy dwóch częstotliwościach fali elektromagnetycznej/.



Rys. 36 - Zależność stałej dielektrycznej trzech materiałów niepolarnych od temperatury.



Rys. 37 - Zależność współczynnika strat trzech materiałów niepolarnych od temperatury.

granulacji tej substancji w funkcji czasu lub technologii procesu, równoważna zmianie masy suchej substancji oznaczonej w zależnościach /107/ i /108/ przez m_T /zmiany gęstości suchej substancji w obszarze pomiarowym/. Przy stałej objętości obszaru pomiarowego i stałej ilości wody w tym obszarze odpowiada to zmianie wilgotności mieszaniny, która pozostaje niewykryta. Mikrofalowe właściwości mieszaniny zależą bowiem od ilości /masy/ wody w obszarze pomiarowym a nie od stosunku obu mas: wody i suchej substancji. Nie zależą one natomiast od równomierności rozkładu wody w masie mieszaniny objętej polem mikrofalowym. Innymi słowy metoda mikrofalowa pozwala określić z dużą dokładnością ilość wody w mieszaninie wielofazowej, a nie jej procentowy udział w tej mieszaninie.

Z powyższych rozważań wynikają istotne wymagania stawiane urządzeniom mikrofalowym do pomiaru wilgotności, dotyczące przede wszystkim uwzględnienia oddziaływania na wynik pomiaru temperatury wody zawartej w mieszaninie oraz zmiany gęstości suchej substancji w stałej objętości obszaru pomiarowego urządzenia.

Wpływy zmian częstotliwości fal elektromagnetycznych oraz ewentualnych domieszek kwasowych bądź zasadowych w mieszaninie winny być praktycznie pomijalne.

4.2. Mikrofalowe metody pomiaru wilgotności

Pomiar wilgotności za pomocą promieniowania mikrofalowego oparty jest na zależności elektrycznych właściwości mieszaniny woda-dielektryk od stosunku masy wody do masy dielektryka w określonej objętości obszaru pomiarowego.

Z metrologicznego punktu widzenia pomiar wilgotności sprawdzony jest do pomiaru składowych zespolonej przenikalności elektrycznej mieszaniny za pomocą promieniowania elektromagnetycznego o częstotliwości mikrofalowej. Składowe te powiązane są z mikrofalowymi właściwościami mieszaniny określonymi zależnościami matematycznymi.

Do wyznaczenia właściwości elektrycznych mieszaniny woda-dielektryk przy częstotliwości mikrofalowej wystarcza określe-

nie dwóch spośród niżej wymienionych wielkości:

- modułu lub argumentu zespolonego współczynnika przenoszenia \hat{T} ,
- modułu lub argumentu zespolonego współczynnika odbicia \hat{R}
- modułu lub argumentu zespolonego współczynnika propagacji $\hat{\Gamma}$,
- modułu lub argumentu zespolonej impedancji wejściowej \hat{Z} ,
- modułu lub argumentu zespolonej pulsacji rezonansowej $\hat{\omega}$.

Otrzymane wyniki odnosić się będą oczywiście do nieskończonej ilości par wartości ϵ' i $\text{tg } \delta''$. W przypadku gdy można założyć, że $\text{tg}^2 \delta'' \ll 1$ do określenia wartości ϵ' wystarcza wyznaczenie tylko jednej z w/w wielkości [36]. Przyjęcie takiego założenia jest możliwe w większości przypadków, nawet przy bardzo wilgotnych mieszaninach.

Znane mikrofalowe metody pomiaru właściwości elektrycznych można podzielić na trzy podstawowe grupy:

- metody rezonansowe,
- metody odbiciowe /impedancyjne/,
- metody transmisyjne.

Metody rezonansowe polegają na pomiarze częstotliwości rezonansowej i dobroci obwodu rezonansowego /współosiowego, wnątkowego/ zawierającego próbkę badanej mieszaniny o zmiennej wilgotności.

Metody odbiciowe polegają na pomiarze współczynnika odbicia fali od odcinka linii wypełnionego badaną mieszaniną i obliczeniu impedancji charakterystycznej i współczynnika propagacji, a następnie ϵ' i $\text{tg } \delta''$.

Metody transmisyjne polegają na pomiarze długości fali, tłumienia lub przesunięcia fazy fali przechodzącej przez obszar pomiarowy, zawierający próbkę badanej mieszaniny o zmiennej wilgotności.

Do ciągłego wyznaczania wilgotności materiału przemieszczanego w polu mikrofalowym w warunkach przemysłowych wykorzystywane są głównie metody odbiciowe i transmisyjne. Te ostatnie stosowane są najczęściej, gdyż pozwalają na uśrednianie wyniku pomiaru zawartości wody w całej masie mieszaniny przenoszonej przez obszar pomiarowy niezależnie od jej rozkładu

przestrzennego. Pomiar wilgotności realizowany jest więc bądź przez pomiar tłumienia A lub kąta przesunięcia fazy ϕ promieniowania mikrofalowego wprowadzanego przez warstwę badanej mieszaniny o grubości d bądź współczynnika odbicia Γ tego promieniowania od powierzchni badanej mieszaniny. Wielkości te powiązane są ze składowymi dyspersyjną i dysypatywną zespolonej przenikalności elektrycznej znanymi zależnościami [36, 37]:

$$/115/ \quad A = 10 \log(\exp - \alpha d) = 10 \log \left[\exp \left(- \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon'} \operatorname{tg} \delta \right) \right],$$

$$/116/ \quad \phi = \beta d = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon'}$$

$$/117/ \quad \Gamma = \frac{\sqrt{\epsilon'} - 1}{\sqrt{\epsilon'} + 1}$$

gdzie oznaczono przez:

λ - długość fali promieniowania w wolnej przestrzeni,

$\alpha \cong \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon'} \operatorname{tg} \delta$ - stałą tłumienia materiału,

$\beta \cong \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon'}$ - stałą fazy materiału.

Pomiar wartości A lub ϕ polega na przetworzeniu tych wielkości na jednoznacznie uzależnione sygnały elektryczne e/A lub e/ϕ i realizowany jest za pomocą odpowiednich układów mikrofalowych.

Z analizy wyrażeń /115/ i /116/ wynika, że zarówno tłumienie jak i kąt przesunięcia fazowego wprowadzane przez badany materiał zależą od grubości warstwy tego materiału. Wynika z nich jednak również, że zależność tę można wyeliminować przez jednoczesny pomiar tłumienia i kąta przesunięcia fazy wprowadzanych przez badany materiał, gdyż po odpowiednim przekształceniu /115/ i /116/:

$$/118/ \quad \frac{e(A)}{e(\phi)} = 4.343 \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = 4.343 \operatorname{tg} \delta.$$

Stanowi to ważny wniosek wskazujący na możliwość przeprowadzenia pomiarów wilgotności mieszanin woda-dielektryk o zmiennej grubości warstwy w obszarze pomiarowym /zmiennej masie/ wyłącznie za pomocą metod mikrofalowych.

Różniczkując wyrażenia /115/ i /116/ względem ϵ' i ϵ'' otrzy-

muje się zależności określające nachylenie odpowiednich funkcji przetwarzania w postaci:

$$/119/ \quad -\frac{\partial A}{\partial \epsilon'} = \frac{\pi}{\lambda} - \frac{d}{\sqrt{\epsilon'}} 4.343 \operatorname{tg} \delta ,$$

$$/120/ \quad -\frac{\partial \phi}{\partial \epsilon'} = \frac{\pi}{\lambda} - \frac{d}{\sqrt{\epsilon'}} ,$$

$$/121/ \quad -\frac{\partial A}{\partial \epsilon''} = \frac{\pi}{\lambda} - \frac{d}{\sqrt{\epsilon'}} 8.686 .$$

Z analizy wyrażeń /119/, /120/, i /121/ wynika, że przy założeniu jednakowej zdolności rozdzielczej układów pomiarowych i powtarzalności wyników pomiaru tłumienia A i kąta przesunięcia fazowego ϕ :

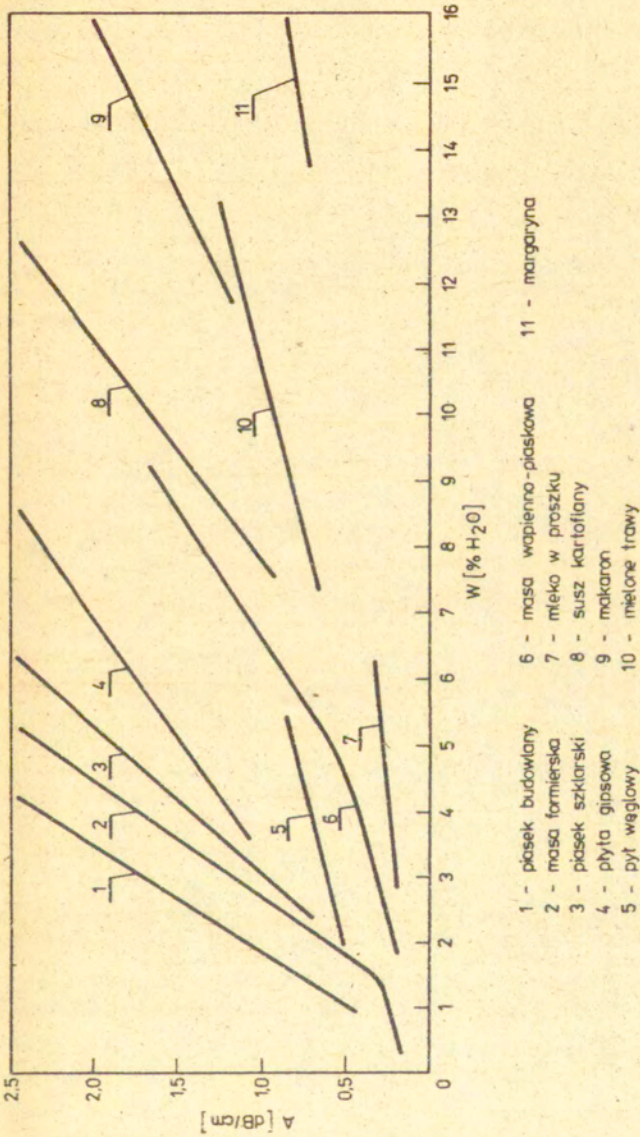
- nachylenia funkcji przetwarzania $A = f(\epsilon')$, $\phi = \gamma(\epsilon')$ i $A = \gamma(\epsilon'')$ rosną proporcjonalnie do grubości warstwy badanego materiału,
- zależność tłumienia od składowej dysypatywnej przenikalności elektrycznej jest o około rząd wielkości większa niż zależność kąta przesunięcia fazy od składowej dyspersyjnej tej przenikalności,
- zależność tłumienia od składowej dyspersyjnej przenikalności jest większa od zależności kąta przesunięcia fazowego od tej składowej dla wartości $\operatorname{tg} \delta > 0.23$ i odpowiednio mniejsza dla wartości $\operatorname{tg} \delta < 0.23$ oraz, że
- stosunek wielkości $-\frac{d}{\lambda}$ stanowi istotny element wyboru metody pomiarowej. I tak przy:

$-\frac{d}{\lambda} \ll 1$ optymalną winna być metoda rezonansowa /pomiar ω lub Q /,

$-\frac{d}{\lambda} \approx 1$ optymalną winna być metoda transmisyjna /pomiar A lub ϕ /,

$-\frac{d}{\lambda} \gg 1$ optymalną winna być metoda odbiciowa /pomiar Γ /.

Dla zobrazowania charakteru i rzędu wielkości wpływu wilgotności mieszanin woda-dielektryk na wartość tłumienia sygnału mikrofalowego przy $d \approx 10 \text{ mm} = \frac{\lambda}{3}$ na rysunku 38 przedstawiono rodzinę charakterystyk przetwarzania A/W dla róż-



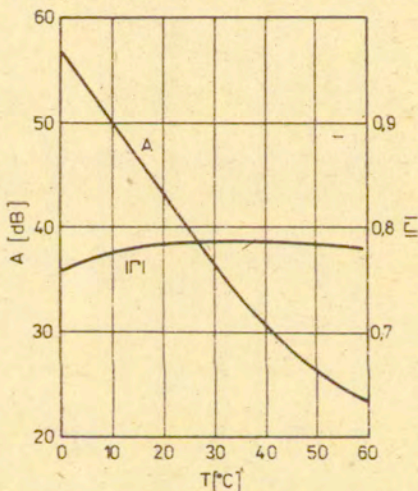
- 1 - piasek budowlany
- 2 - masa formierska
- 3 - piasek szklarski
- 4 - plyta gipsowa
- 5 - pył wglowy
- 6 - masa wapienno-piaskowa
- 7 - mleko w proszku
- 8 - susz kartoflany
- 9 - makaron
- 10 - mielone trawy
- 11 - margaryna

Rys. 38 - Charakterystyki przetwarzania A/W szeregu materiałów organicznych i nieorganicznych unormowane do 10 mm grubości warstwy mieszaniny.

nych materiałów organicznych i nieorganicznych.

Wybór metody pomiarowej dla określonego rodzaju materiału zależy oczywiście nie tylko od stosunku $-\frac{d}{\lambda}$ lecz i od wartości składowych zespolonej przenikalności elektrycznej suchego materiału, zawartości wody w mieszaninie i zakresu jej zmian, cech charakterystycznych procesu technologicznego, temperatury mieszaniny w czasie pomiaru i zakresu jej zmian oraz tym podobnych czynników.

Dla zobrazowania np. wpływu temperatury na właściwości mikrofalowe mieszaniny na rysunku 39 przedstawiono zależność od temperatury tłumienia A i modułu współczynnika odbicia Γ 10 mm warstwy wody w stanie ciekłym.



Rys. 39 - Zależność od temperatury tłumienia sygnału mikrofalowego i modułu współczynnika odbicia 10-cio milimetrowej warstwy wody w stanie ciekłym.

Zależności te pozwalają spodziewać się znacznego wpływu temperatury mieszaniny na wyniki pomiaru wilgotności uzyskiwane za pomocą metody transmisyjnej, przy znacznie mniejszym oddziaływaniu tego czynnika na wyniki uzyskiwane za pomocą metody odbiciowej.

4.3. System pomiarowy

Każdy mikrofalowy system przeznaczony do ciągłego pomiaru wilgotności mieszaniny woda-dielektryk, przenoszony w instalacji technologicznej procesu za pomocą stosowanych w przemyśle środków transportu, złożony jest w zasadzie z trzech podstawowych zespołów:

- układu formującego próbkę,
- układu czujnika mikrofalowego oraz
- urządzenia pomiarowego wielkości mikrofalowych przetworzonych z mierzonej wielkości nieelektrycznej.

Układ formujący przygotowuje w taki sposób próbkę materiału, by zapewnić jej wymagane właściwości fizyczne w obszarze pomiarowym czujnika. Takimi właściwościami są na przykład: laminarność przepływu, gęstość, jednorodność, granulacja, grubość warstwy, stan powierzchni, masa suchej substancji, temperatura itp. Rozwiązania układu formującego uzależnione są w pierwszym rzędzie od rodzaju badanego materiału, instalacji technologicznej procesu, wydajności procesu oraz jej wahań w czasie. Stosowane są różne warianty układów formujących począwszy od specjalnych urządzeń do pobierania próbek z ciągu technologicznego, ich przygotowania i wprowadzania do obszaru pomiarowego /próbkowanie/, a skończywszy na przepuszczaniu przed anteną lub między antenami całej ilości materiału przechodzącego przez dany węzeł procesu. W tym ostatnim, na ogół najprostszym przypadku, rolę układu formującego spełnia odpowiedni fragment instalacji technologicznej /np. rurociąg, zsyp/.

Układ formujący włączony jest zawsze w całość lub w części do instalacji technologicznej w kontrolowanym lub regulowanym węźle procesu. Wybór miejsca jego dołączenia lub wybór fragmentu instalacji wykorzystywanej w celu formowania próbki jest czynnikiem decydującym o niedokładności wyników pomiaru zawartości wody w materiale, a nawet o możliwości realizacji tego pomiaru. Miejsce to winno zapewnić przede wszystkim odległość od punktu doprowadzenia wody wystarczającą do uzyskania stałej fazy związania wody z materiałem i zakończenia procesów chemi-

cznych w mieszaniu /szczególnie egzo- lub endotermicznych/ oraz odległość od punktów zaburzeń przepływu materiału /zmian kierunku poziomu lub szybkości/ wystarczają do uspokojenia przepływu. Ogólnie rzecz biorąc układ formowania próbki winien minimalizować wpływ wszelkich niedoskonałości instalacji technologicznej i specyficznych cech materiału na wyniki pomiaru. Za pomocą pługów wyrównujących, młynków, sit, wibratorów, ślimacznic, zgniataczy i tym podobnych urządzeń nadaje on każdemu materiałowi cechy zbliżone do optymalnych oraz, w zależności od metody pomiaru, zapewnia:

- dla metod odbiciowych: wyrównaną powierzchnię warstwy materiału, jednorodny rozkład wody w całej objętości materiału, stałą odległość anteny promieniującej od powierzchni warstwy materiału,
- dla metod transmisyjnych jednoparametrowych: stałą grubość warstwy materiału, stałą masę suchego materiału w stałej objętości obszaru pomiarowego /stałą gęstość suchego materiału/, laminarność przepływu,
- dla metod transmisyjnych dwuparametrowych: większą od minimalnej grubość warstw materiału.

Czujnik dostosowany jest do postaci próbek podawanych przez układ formujący i zawiera elementy umożliwiające wypromieniowanie energii mikrofalowej do obszaru pomiarowego, odebranie energii po przejściu przez ten obszar oraz elementy doprowadzające energię z i do przetwornika mikrofalowego. Zadaniem czujnika jest wytworzenie w obszarze pomiarowym jednorodnego pola mikrofalowego do którego wprowadzany jest badany materiał. Role elementów promieniujących spełniają, najczęściej apertury anten tubowych, anten szczelinowych, otwarte końce falowodów bądź promieniujące szczeliny nacięte w falowodzie.

Ze względu na charakter występujących w nich zjawisk fizycznych czujniki pomiarowe dzielą się na aperiodyczne i rezonansowe. W zastosowaniach przepływowych czujniki rezonansowe nie są szerzej wykorzystywane; większość mierników wilgotności współpracuje z czujnikami aperiodycznymi.

Ze względu na zasadę pomiaru czujniki aperiodyczne dzielą się na przesyłowe i odbiciowe. Czujniki przesyłowe umożli-

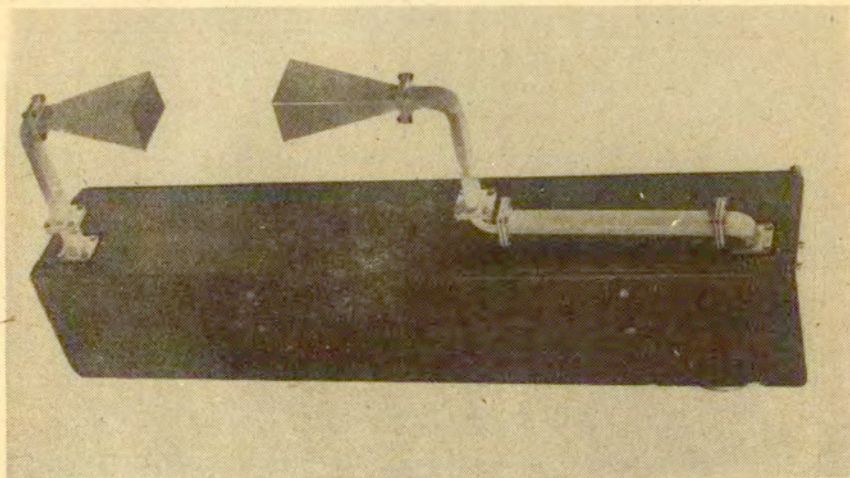
wiają pomiar tłumienia energii lub przesunięcia fazy sygnału mikrofalowego wywołanego wprowadzeniem wilgotnego materiału do obszaru pomiarowego. Wymagają one z zasady prześwietlenia badanego materiału na wskroś i obecności fali bieżącej w obszarze pomiarowym. Czujniki odbiciowe umożliwiają pomiar współczynnika odbicia fali od powierzchni wilgotnego materiału znajdującego się w obszarze pomiarowym. Wymagają one tylko jednostronnego dostępu do badanego materiału i obecności fali stojącej w obszarze pomiarowym.

Ze względu na konstrukcję wreszcie czujniki dzielą się na zamknięte i otwarte. W czujnikach zamkniętych niektóre fragmenty stykają się z materiałem przepływającym przez obszar pomiarowy; w otwartych natomiast pomiar następuje całkowicie bezstykowo.

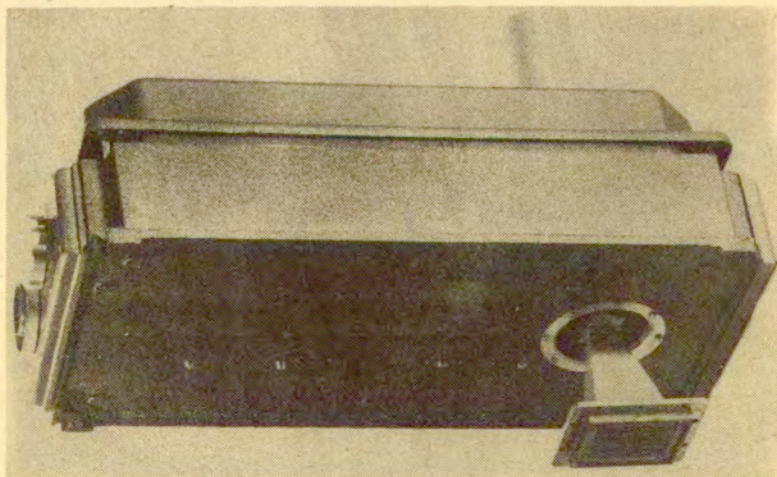
Przykład rozwiązania otwartego czujnika transmisyjnego przedstawiono na rysunku 40, zaś czujnika odbiciowego na rysunku 41.

Ze względu na bezpośredni lub bliski kontakt elementów promieniujących czujników z wilgotnym materiałem przemieszczanym wzdłuż linii technologicznej są one podzespołami mierników najbardziej narażonymi na oddziaływanie wibracji, udarów, zapylenia, pary wodnej, aktywnych wyziewów, a także niekiedy i ścieralności mechanicznej przez badany materiał /w przypadku czujników zamkniętych/. To też rozwiązania konstrukcyjne czujników uwzględniają oddziaływanie wszystkich tych czynników. Stosowane są więc odpowiednie amortyzatory, przejścia elastyczne, pyło- i wodoszczelne połączenia oraz hermetyczne zamknięcia apertur elementów promieniujących. W tym ostatnim przypadku wykorzystywane są dielektryczne, półfalowe transformatory impedancji wykonywane z teflonu, kwarcu lub ceramiki. Umieszczone w przewodnicy falowej nie wprowadzają one nieciągłości elektrycznych.

Z układem czujnika związana jest sonda przetwarzająca temperaturę mieszaniny w obszarze pomiarowym na sygnał elektryczny /przetworniki generacyjne/ lub parametr elementu termoczułego /przetworniki parametryczne/, a ten dopiero na sygnał elektryczny. Sygnał ten wykorzystywany jest w układzie zobra-



Rys. 40 - Przykład rozwiązania otwartego czujnika transmisyjnego.



Rys. 41 - Przykład rozwiązania czujnika odbiciowego.

zowania do odpowiedniej korekty wyniku pomiaru wilgotności.

Również z układem czujnika, a raczej z obszarem pomiarowym może być związane urządzenie do pomiaru masy materiału wprowadzonego do tego obszaru za pomocą innego typu sygnału poszukującego informacji /np. promieniowania neutronowego/ lub wagi elektrycznej. Sygnał elektryczny proporcjonalny do masy materiału wykorzystywany jest również w układzie zobrazowania do odpowiedniej korekty wyniku pomiaru wilgotności.

Przetwornik mikrofalowy jest w większości przypadków jednym z układów do pomiaru tłumienia, kąta przesunięcia fazowego lub współczynnika odbicia promieniowania mikrofalowego wprowadzanego do obszaru pomiarowego czujnika przez badaną mieszaninę dielektryk-woda. W poszczególnych przypadkach przetwornik jest jednym z układów do pomiaru długości fali lub dobroci obwodu mikrofalowego [38, 39, 40, 41, 42].

Elektryczny sygnał wyjściowy przetwornika e jest jednoznacznie uzależniony od mikrofalowego parametru badanego materiału tj. najczęściej od powodowanego przezeń tłumienia, kąta przesunięcia fazy lub współczynnika odbicia. W przypadku pomiaru dwuparametrowego np. tłumienia A i kąta przesunięcia fazowego \varnothing dotyczy to oczywiście obu sygnałów wyjściowych $e(A)$ i $e(\varnothing)$. Przetwornik mikrofalowy zapewnia również wymaganą dynamikę i kształt charakterystyki przetwarzania A/e , \varnothing/e lub Γ/e przy odpowiedniej rozróżnialności i powtarzalności wyników oraz dopuszczalnej niedokładności przetwarzania powodowanej wpływem czasu i oddziaływaniami środowiskowymi o charakterze mechaniczno-klimatycznym.

Szereg oryginalnych układów mikrofalowych do pomiaru w/w parametrów jest znanych i opisanych w literaturze [43, 44, 45, 46, 47, 48]. Jednak tylko niektóre z nich nadają się do praktycznego wykorzystania w warunkach przemysłowych pomiarów ciągłych, a to ze względu na naogół:

- zbyt skomplikowany tryb postępowania metrologicznego,
- zbyt złożony układ przetwornika,
- zbyt wysokie wymagania odnośnie stałości istotnych parametrów elementów składowych układu mikrofalowego, wymagających zastosowania dodatkowych układów stabilizacji

zujących warunki działania niektórych elementów bądź też ich parametry,

- konieczność stosowania w układzie przetwornika regulowanych mikrofalowych elementów wzorcowych oraz
- ograniczone możliwości metrologiczne układu.

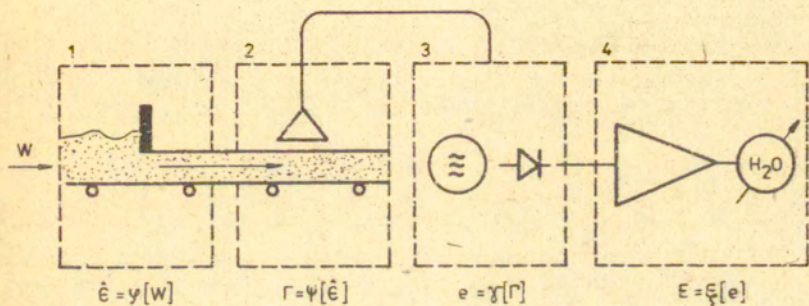
Zespół pomiarowy jest zbiorem układów elektronicznych małej częstotliwości i prądu stałego. Umożliwia on przeprowadzenie wszystkich operacji matematycznych niezbędnych zarówno do uzyskania liniowej zależności napięcia wyjściowego zespołu E od wilgotności badanego materiału jak i do minimalizacji wpływu na wynik pomiaru wilgotności wymienionych wyżej czynników ubocznych /np. zmian temperatury materiału, zmian masy suchego materiału/. Sygnał wyjściowy $E[V]$ zespołu pomiarowego dostosowany jest do wymagań układu zobrazowania i rejestracji wartości $W[\% H_2O]$ lub do wymagań urządzeń współpracujących z miernikiem wilgotności np. układów automatycznej regulacji, maszyn matematycznych lub innych. Rozwiązania systemowe i układowe zespołu pomiarowego muszą również zapewniać zdolność rozdzielczą i powtarzalność wyników pomiaru narzuconą technologią w danym węźle procesu, przy zminimalizowanej zależności funkcji przetwarzania e/E lub $e(A)$, $e(\phi)/E$ od czasu działania zespołu i oddziaływań środowiskowych.

Przetwornik mikrofalowy wraz z zespołem pomiarowym stanowią urządzenie pomiarowe określonego parametru mikrofalowego: tłumienia, kąta przesunięcia fazowego bądź współczynnika odbicia. Parametry techniczne opracowanych przez autora mikrofalowych urządzeń pomiarowych podane są w tabeli II.

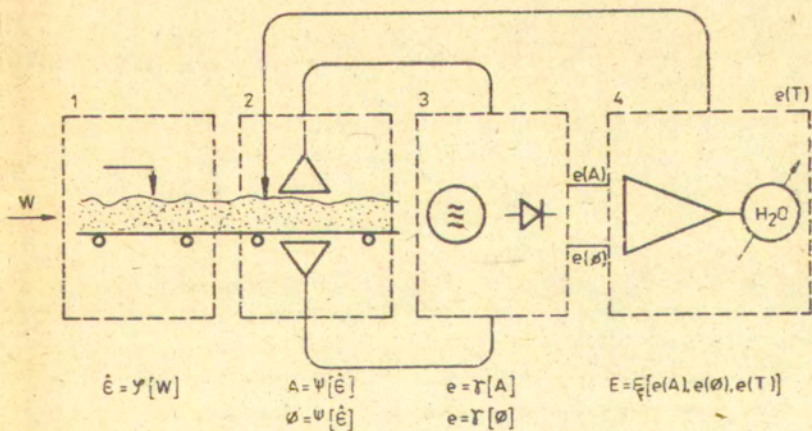
Uzupełnione o czujnik i układ formujący oraz wycechowane za pomocą właściwej metody wzorcowej stanowią łącznie mikrofalowy system pomiarowy wilgotności określonego materiału wprowadzanego w sposób powtarzalny do obszaru pomiarowego czujnika.

Schematy ideowe rozwiązań mikrofalowych mierników wilgotności wykorzystujących odbiciową metodę pomiaru /miernik jednoparametrowy/ oraz transmisyjną metodę pomiaru /miernik dwuparametrowy/ przedstawione są na rysunku 42 i rysunku 43.

Zarówno z tych schematów jak i z przeprowadzonych wyżej rozważań wynika, że pomiar zawartości wody w badanym materiale uzyskiwany jest poprzez mnożenie co najmniej czterech funkcji



Rys. 42 - Schemat ideowy układu mikrofalowego miernika wilgotności wykorzystującego odbiciową metodę pomiaru /jednoparametrowy/.



Rys. 43 - Schemat ideowy układu mikrofalowego miernika wilgotności wykorzystującego transmisyjną metodę pomiaru /dwuparametrowy/.

przetwarzania, a mianowicie:

1. $\hat{e} = \gamma [W],$

2. $A = \psi [\hat{e}] \quad \text{lub} \quad \emptyset = \psi [\hat{e}] \quad \text{lub} \quad \Gamma = \psi [\hat{e}]$

3. $e = \gamma [A] \quad \text{lub} \quad e = \gamma [\emptyset] \quad \text{lub} \quad e = \gamma [\Gamma] \quad \text{oraz}$

4. $E = \xi [e] \text{ lub } E = \xi [e, e(T)] \text{ lub } E = \xi [e(A), e(\emptyset), e(T)]$

Jako rezultat końcowy uzyskiwana jest wypadkowa charakterystyka przetwarzania systemu pomiarowego w postaci:

$$E[V] = F(W) [\% \text{ H}_2\text{O}].$$

Minimalizacja niedokładności przetwarzania uzyskiwana jest doświadczalnie w procesie kalibracji dynamicznej z wykorzystaniem rachunku prawdopodobieństwa i metod statystyki matematycznej.

5. Zastosowania przemysłowe

5.1. Wprowadzenie

Możność wyznaczania wilgotności różnych substancji posiada szczególnie duże znaczenie dla prawie każdej dziedziny przemysłu, gdyż pociąga za sobą znaczne korzyści ekonomiczne. Korzyści te uzyskiwane są w pierwszym rzędzie dzięki umożliwieniu:

- zmniejszenia zużycia paliw i energii,
- zwiększenia wydajności pracy, oraz
- poprawy jakości wyrobów.

Zmniejszenie zużycia energii wynika z możliwości ścisłego podejścia do granicznej, dopuszczalnej normami zawartości wody w materiale /surowcu, półfabrykacie, wyrobie gotowym/ bez konieczności jego przesuszania o przyjęty zwyczajowo "margines bezpieczeństwa". Szczególnie duże oszczędności energetyczne występują w przypadkach, w których ilość wody w materiale jest ściśle określona odpowiednią recepturą technologiczną i dla jej zapewnienia materiał suszony jest do wilgotności zerowej, a następnie uzupełniany odpowiednią ilością wody.

Zwiększenie wydajności pracy wynika bezpośrednio ze skrócenia czasu przebywania materiału w suszarniach oraz ze zmniejszenia ilości braków produkcyjnych. Szczególnie dobre wyniki uzyskiwane są w przypadkach, w których procentowy udział różnych składników suchej masy materiału i wody jest ściśle ustalony, a każdy ze składników dostarczany jest w stanie wilgotnym.

Poprawę jakości wyrobów dotyczy głównie tych przypadków, w których jakość wyrobu końcowego zależy w decydujący sposób od jego wilgotności. Często decyduje ona o trwałości wyrobu, zdolności do jego przechowywania, odporności na transport, wartości odżywczej, wartości kalorycznej itp.

Uzyskanie wymienionych wyżej korzyści w skali przemysłowej wymaga jednak zapewnienia pomiarowi wilgotności czterech istotnych cech, a mianowicie: bezstykowości ciągłości, natychmiastowości i dokładności. Te cechy umożliwiają bowiem skuteczne doprowadzenie automatyzacji przebiegu procesów technolo-

gicznych w zakresie doprowadzania energii cieplnej /odparowanie/, dodawania wody /dowilżanie/ lub ustalania proporcji wilgotnych składników i wody w mieszaninie /dozowanie/.

Ciągłość, bezstykowość i natychmiastowość pomiaru wilgotności ciał stałych i cieczy dielektrycznych zmieszanych z wodą zapewniają w zasadzie trzy metody wykorzystujące do przeprowadzenia pomiaru promieniowania: neutronowe, podczerwone bądź mikrofalowe

Metody neutronowe stosowane są niechętnie, częściowo ze względów psychologicznych, a częściowo ze względu na realne niebezpieczeństwo dla bezpośredniej obsługi systemów oraz badanych za ich pomocą materiałów np. spożywczych.

Metody podczerwone stosowane są jedynie w stosunkowo nielicznych przypadkach, gdyż dostarczane przez nie informacje o zawartości wody uwzględniają głównie jej udział w wierzchniej warstwie mieszaniny.

Metody mikrofalowe pozbawione są powyższych wad, to też dają one dobre wyniki aplikacyjne w relatywnie dużej ilości przypadków praktycznych.

Wszystkie w/w metody wymagają oczywiście w swej realizacji instrumentalnej szczegółowej analizy metrologicznej przeprowadzanej indywidualnie dla każdego przypadku.

5.2. Podstawowe przyczyny niedokładności pomiaru wilgotności metodami mikrofalowymi

W niedokładności przetwarzania W/E tzn. w sumarycznym błędzie pomiaru zawartości wody w mieszaninie uczestniczy szereg czynników o różnym charakterze, które można podzielić na trzy podstawowe grupy tj. na czynniki związane z:

- rodzajem materiału i technologią procesu produkcyjnego,
- systemem pomiarowym tzn. układem formującym, czujnikiem i urządzeniem pomiarowym,
- metodą wzorcową pomiaru wilgotności materiału i procesem wzorcowania.

Materiałem optymalnym z punktu widzenia mikrofalowych metod pomiaru wilgotności jest materiał dielektryczny /ciało stałe

lub ciecz/, jednorodny, lity lub o stałym widmie granulometrycznym, izotropowy, niehigroskopijny i nieściśliwy. Każde odchylenie od tych metrologicznie optymalnych cech materiału zwiększa niedokładność wyników pomiaru lub komplikuje rozwiązanie układów formujących próbkę. Już z powyższego stwierdzenia wynika, że mniejsze niedokładności wyników pomiaru można uzyskać dla materiałów nieorganicznych niż organicznych. Zbliżonymi do ideału są np. takie materiały jak piasek szklarski, wytłaczana masa ceramiczna i niektóre materiały chemiczne /nawozy sztuczne/. Pomiar wilgotności tych materiałów możliwy jest z niedokładnościami rzędu 0.1% H_2O za pomocą metod jednoparametrowych, przy elementarnie prostych układach formowania próbki.

Technologia procesu produkcyjnego optymalna z punktu widzenia mikrofalowych metod pomiaru wilgotności zapewnia w pobliżu obszaru pomiarowego:

- wydajność procesu nie mniejszą niż jest to konieczne dla utrzymania wymaganej grubości warstwy materiału,
- charakter procesu nieaktywny tj. pozbawiony reakcji chemicznych, szczególnie połączonych z gwałtownym wiązaniem lub wydzielaniem wody lub skokowymi zmianami temperatury materiału,
- instalację technologiczną procesu ograniczają wszelkie zaburzenia przepływu materiału związane ze zmianą kierunku, poziomu lub szybkości ruchu /szczególnie przy materiałach płynnych lub półpłynnych jak np. szlam cementowy/.

Miejsce ewentualnego doprowadzania wody winno być przy tym na tyle odległe od obszaru pomiarowego, by nawet przy materiałach higroskopijnych zapewnić w tym obszarze stałą fazę fizycznego wiązania wody z materiałem. Instalacja nie powinna dopuszczać również do osadzania się w obszarze pomiarowym warstw materiału co jest częstym zjawiskiem przy materiałach półpłynnych, szczególnie gęstych /szlam, melasa/. W przypadku kilku zbiorników, z których doprowadzany jest materiał do procesu np. za pomocą transportera taśmowego, istotnym czynnikiem jest kolejne a nie jednoczesne opróżnianie tych zbiorników. Przy

opróżnianiu jednoczesnym bowiem układ formowania próbki /np. pług/ usunie z transportera warstwę górne i do obszaru pomiarowego wprowadzona zostanie warstwa materiału pochodząca jedynie z pierwszego z opróżnianych zbiorników powodując niereprezentatywność próbki i znaczne błędy pomiaru. Instalacja technologiczna i sama technologia każdego procesu musi więc być wnikliwie analizowana przed podjęciem decyzji o wyborze miejsca podłączenia układu formującego, o rozwiązaniu konstrukcyjnym samego układu.

Mikrofalowy system do pomiaru wilgotności dodaje do w/w przyczyn niedokładności pomiaru również swoje niedokładności o charakterze zarówno instrumentalnym jak i metodycznym. Powodowane są one trudnymi warunkami działania systemu, a w szczególności wahaniami napięć zasilającymi, silnymi zakłóceniami o charakterze ciągłym lub dyskretnym, zmianami temperatury, ciśnienia i wilgotności otoczenia, zapylaniem, wibracjami i uderzeniami mechanicznymi itp. Dalszymi przyczynami są także:

- zmiany charakterystyki przetwarzania układu formującego $\hat{\epsilon} = \gamma(W)$, powodowane zgodnie z przeprowadzonymi wyżej rozważaniami: zmianami fazy wiązania wody z materiałem, reakcjami chemicznymi w mieszaniu, zmianami temperatury mieszaniny, zmianami masy suchej substancji w mieszaniu [33, 34],
- zmiany charakterystyk przetwarzania $A = \Psi(\hat{\epsilon})$, $\phi = \Psi(\hat{\epsilon})$ lub $\Gamma = \Psi(\hat{\epsilon})$ powodowane: zmianami grubości warstwy lub gęstości materiału, niejednorodnością pola mikrofalowego w obszarze pomiarowym /efekty brzegowe/, zmianami widma granulometrycznego materiału, przemieszczaniem próbki względem anteny, zmianami geometrii powierzchni materiału, zmianami czynnej objętości obszaru pomiarowego, zmianami temperatury materiału [52, 53, 54, 55, 56],

oraz przyczyny związane bezpośrednio z urządzeniem pomiarowym przetworzonej wielkości mikrofalowej, a mianowicie:

- zmiany charakterystyki przetwarzania $e = \Upsilon(A)$, $e = \Upsilon(\phi)$ lub $e = \Upsilon(\Gamma)$ powodowane: zmianami niedopasowań wewnętrznych w układzie przetwornika mikrofalowego, zmianami tłumienia strat elementów układu mikrofalowego, zmianami

poziomu mocy i częstotliwości źródła sygnału mikrofalowego, zmianami skuteczności detekcji lub mieszania sygnału mikrofalowego, zmianami długości dróg elektrycznych dla sygnałów mikrofalowych, zmianami charakterystyk cechowania wzorcowych elementów mikrofalowych itp. [57, 58, 59, 60, 61],

zmiany charakterystyki przetwarzania $E = \xi(e)$,
 $E = \xi[e, e(T)]$ lub $E = \xi[e(A), e(\emptyset), e(T)]$ powodowane: zmianami czułości podzespołów elektronicznych małej częstotliwości, zmianami początkowych poziomów napięć i prądów podzespołów elektronicznych prądu stałego i przemiennego, zmianami współczynników realizowanych równań matematycznych itp.

Te dwie ostatnie grupy przyczyn dotyczące uniwersalnego zespołu systemu do pomiaru wilgotności zostały praktycznie wyeliminowane poprzez konstrukcję urządzeń pomiarowych wielkości mikrofalowych wykorzystujących metody wzorca stałego lub płynającego.

Niedokładność pomiaru uzyskiwana za pomocą systemu nie może być z założenia mniejsza niż niedokładność metody wzorcowej stosowanej do kalibracji tego systemu. Metody wzorcowe ustalone są dla każdego materiału odpowiednimi normami branżowymi lub państwowymi, a ich niedokładności są zawarte najczęściej w granicach od 0.05 do 0.15% H_2O . Czasochłonność tych metod jest bardzo duża i to zarówno chemicznych /ekstrakcyjnych/ jak i grawimetrycznych /suszarkowo-wagowych/. Przy tych ostatnich długi czas pomiaru wynika z ograniczenia temperatury suszenia do wartości niewiele większej od 100°C, a to ze względu na możliwość uwolnienia przy przegrzaniu również wody chemicznej /rozkładu związku/. Podstawowe znaczenie w procesie wzorcowania ma synchronizacja odczytu wyniku pomiaru ze wskazań miernika z pobraniem z obszaru pomiarowego próbki do wzorcowych oznaczeń wilgotności. Brak synchronizmu powodować może w wyniku błędną kalibrację systemu i jego zwiększoną niedokładność w czasie eksploatacji /szerszy korytarz błędów, mniejszy współczynnik korelacji/.

Wszystkie te czynniki razem wzięte powodują, że informacja

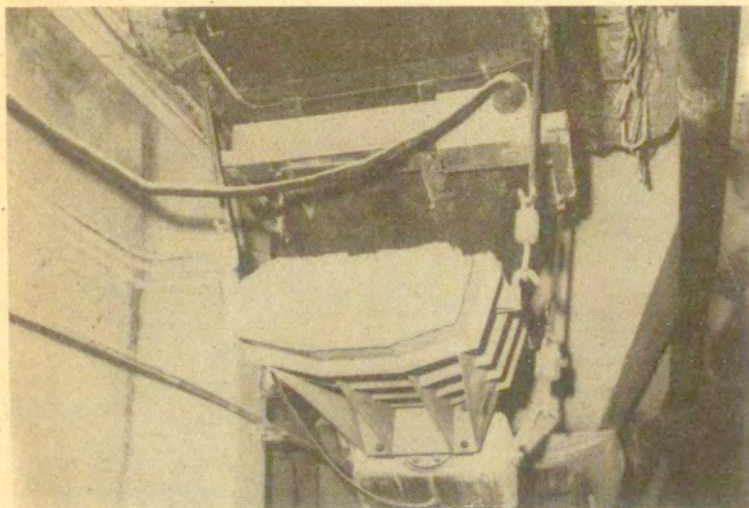
E o wilgotności W materiału przepuszczanego przez obszar pomiarowy miernika obciążona jest zawsze określoną niedokładnością ΔW . Niedokładność ta zależy w dużej mierze od rodzaju materiału i technologii kontrolowanego procesu oraz możliwych do zastosowania metod wzorcowania i zawiera się w większości praktycznych przypadków w granicach od 0.2 do 0.5% H_2O . W licznych przypadkach jest ona niewiele większa od niedokładności metod wzorcowych.

5.3. Wykorzystania przemysłowe

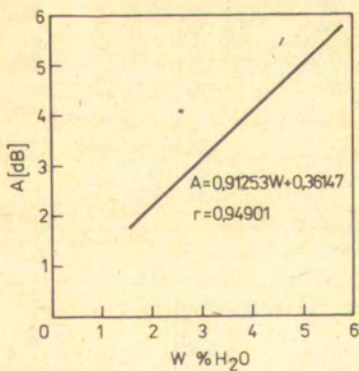
Mikrofalowe urządzenia pomiarowe typoszeregu 16 wraz z odpowiednio zaprojektowanymi układami formującymi i czujnikami mikrofalowymi zostały zainstalowane w licznych zakładach przemysłowych [62, 63]. Przykłady tego typu instalacji zestawione są w tabeli III.

W hutach szkła system pomiarowy wykorzystywany jest do pomiaru wilgotności piasku szklarskiego w zakresie od 0 do 1.5% H_2O lub od 2 do 6% H_2O . Dwuantenowy czujnik transmisyjny wprowadzony został do wnętrza silosa na którego obudowie zamocowany został przetwornik mikrofalowy /rysunek 44/. Uzyskano dokładność pomiaru rzędu 0.1% H_2O przy współczynniku korelacji $r = 0.949$ jak to przedstawiono na rysunku 45. Wprowadzenie mikrofalowego miernika wilgotności do procesu technologicznego w hucie doprowadziło do uzyskania oszczędności gazu opałowego rzędu setek tysięcy metrów sześciennych w ciągu roku i zlikwidowało zapylenie środowiska pracy.

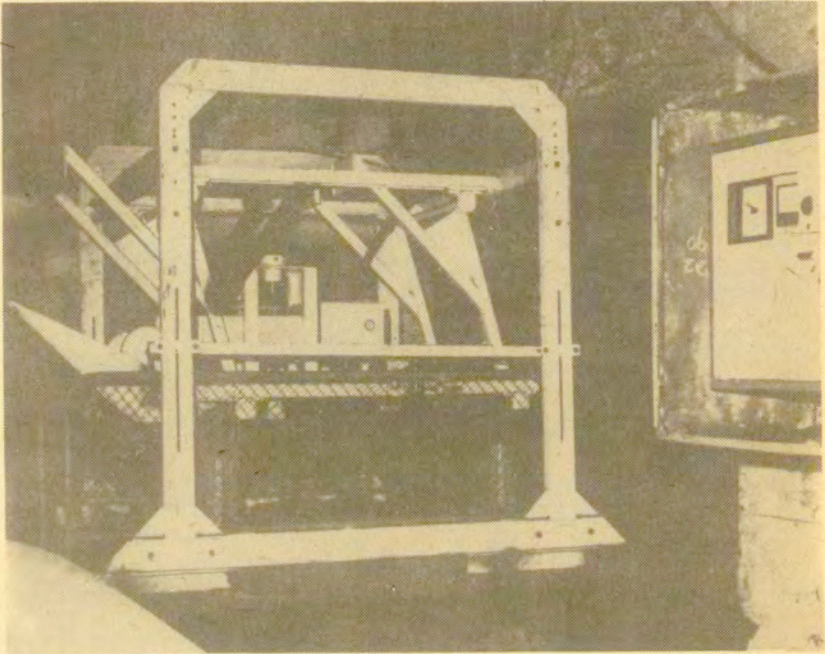
W kopalni węgla kamiennego system pomiarowy wykorzystany został do pomiaru wilgotności pyłu i miazgi węglowej o granulacji od 0 do ok. 30 mm średnicy w zakresie od 6 do 30% H_2O . Jednoantenowy czujnik odbiciowy zainstalowany został za pługiem formującym powierzchnię warstwy węgla transportowanego na przenośniku taśmowym w ilości około 10 000 kg/min. Pług, czujnik i przetwornik mikrofalowy zainstalowane są na układzie nadążnym dostosowującym ich położenie do aktualnej grubości warstwy węgla /rysunek 46/. Uzyskano dokładność pomiaru rzędu 0.8% H_2O jako średnią dla 30-tonowego wagonu. Wprowadzenie mikrofalowego systemu do pomiaru wilgotności umożliwiło kopal-



Rys. 44 - Instalacja mikrofalowego miernika wilgotności w hucie szkła okenego do pomiaru zawartości wody w piasku.



Rys. 45 - Krzywa kalibracji mikrofalowego miernika wilgotności piasku.



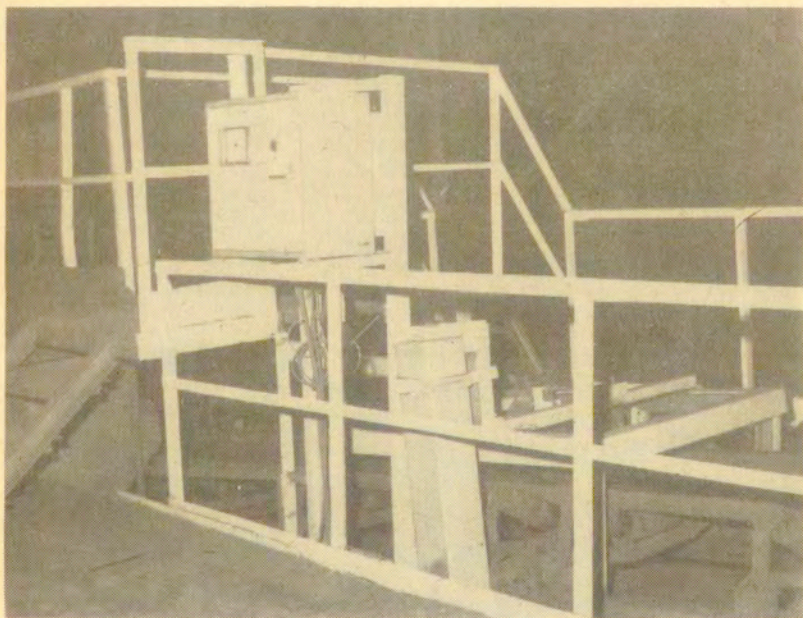
Rys. 46 - Instalacja mikrofalowego miernika wilgotności pyłu i miazgu węglowego w kopalni węgla kamiennego /przetwornik i czujnik mikrofalowy/.

ni określanie wartości opałowej węgla /przy współpracy z popiołomierzem/ i formowania pociągów miazgu węglowego o tych samych parametrach użytkowych. Podobne zastosowanie przewidziane jest u odbiorców miazgu węglowego - w elektrowniach, koksowniach, hutach itp.

W fabryce betonowych elementów prefabrykowanych system pomiarowy wykorzystany został do pomiaru wilgotności składników masy betonowej jak piasku, żwiru i gysu w zakresach odpowiednio 3 do 9; 0.5 do 3.5 i 0.5 do 3.5% H_2O . Trzy dwuantenowe czujniki transmisyjne zainstalowane zostały we wnętrzu trzech silosów na których obudowach zamocowane zostały prze-

tworniki mikrofalowe. Uzyskano dokładności pomiaru wilgotności piasku około 0.1, żwiru około 0.3 i gysu około 0.5% H_2O . Wprowadzenie mikrofalowych systemów do pomiaru wilgotności w wytwórni umożliwiło optymalizację składu masy betonowej poprzez odpowiednie, automatyczne korygowanie ilości wilgotnych składników i dodawanej do nich wody w taki sposób, by procentowa zawartość suchych składników i wody w masie betonowej była stała.

W zakładzie przetwórstwa rudy miedzi system pomiarowy wykorzystany został w ciągu brykietującym do pomiaru wilgotności koncentratu rudy w zakresie od 3 do 7% H_2O . Dwuantenowy czujnik transmisyjny zainstalowany został nad przenośnikiem taśmowym za specjalnymi pługami formującymi grubość warstwy /rysunek 47/.



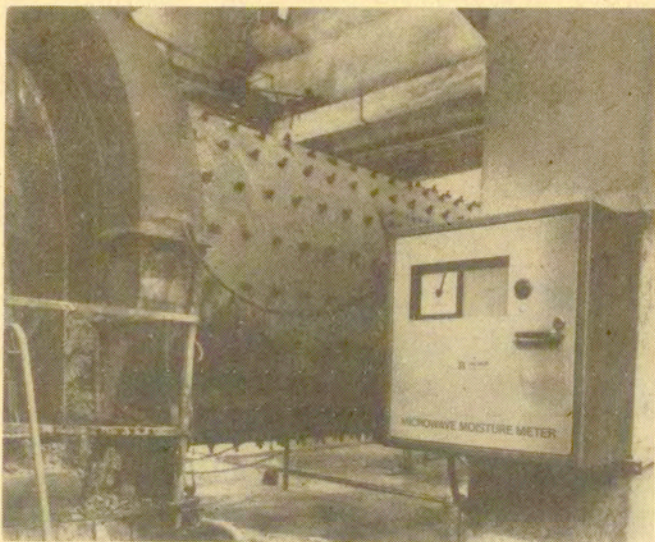
Rys. 47 - Instalacja mikrofalowego miernika wilgotności koncentratu rudy miedzi w zakładzie przetwórstwa rudy /układ formujący próbkę nad transporterem taśmowym - czujnik kryty/.

Uzyskana została dokładność pomiaru rzędu 0.3% H₂O. Wprowadzenie mikrofalowego systemu do pomiaru wilgotności do procesu przyniosło hucie liczne korzyści objawiające się 5-cio procentową obniżką zużycia gazu opałowego, zmniejszeniem ilości odświeżów wynikających z przesuszenia, uzyskaniem wyższej jakości brykietów oraz zmniejszeniem zapylenia hali produkcyjnej.

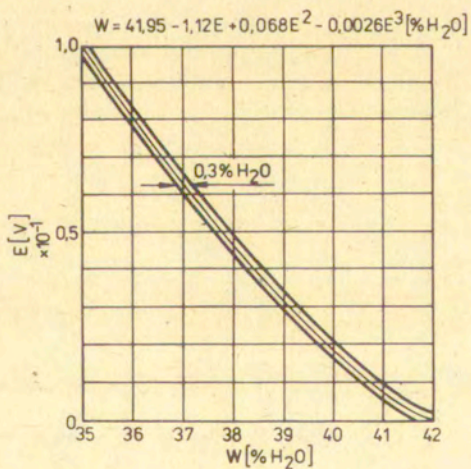
W cementowniach wykorzystujących mokrą technologię produkcji cementu system pomiarowy wykorzystany został w dwóch punktach procesu technologicznego: raz do pomiaru zawartości wody w szlamie za młynami /rysunek 48/, a raz do pomiaru wilgotności szlamu przed piecami. W zakresie od 36 do 42% H₂O uzyskano niedokładności pomiaru około 0.3% H₂O oraz charakterystykę przetwarzania przedstawioną na rysunku 49. Pomiar zrealizowano za pomocą metody odbiciowej wykorzystując czujnik jednoantenny, raz zanurzony w szlamie, a raz wprowadzony do ciśnieniowego rurociągu technologicznego.

W cukrowniach system pomiarowy wykorzystywany jest do pomiaru zawartości wody w wysłódkach buraka cukrowego stosowanych jako pasze w gospodarce hodowlanej. Specjalny układ formujący z ruchomymi rusztami o nastawnej przepustowości zapewnia zachowanie w przybliżeniu stałej gęstości materiału w obszarze pomiarowym systemu /rysunek 50/. Wprowadzenie pomiaru wilgotności wysłódków umożliwia z jednej strony zachowanie zawartości wody zapewniającej wymagane wartości odżywcze tychże wysłódków, a z drugiej strony uniemożliwia składowanie zbyt mokrych wysłódków, co prowadzi bezpośrednio do ich samozapłonu.

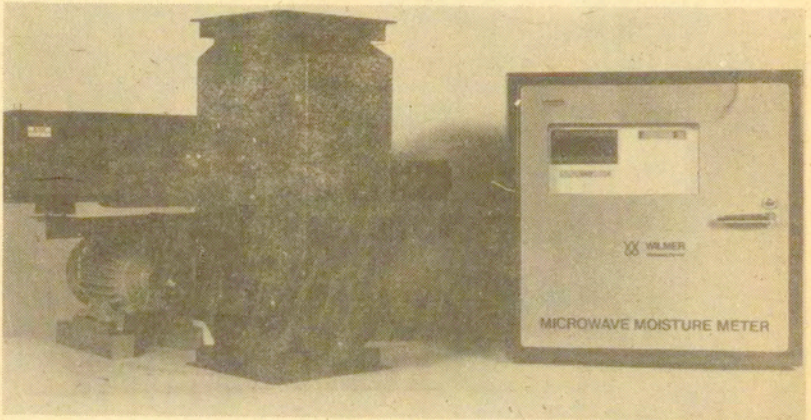
Równie liczne zastosowania jak pomiarowe systemy technologiczne w przemyśle znalazły mierniki laboratoryjne typoszeregu 63 w instytutach naukowych i branżowych szeregu dziedzin gospodarki. Wybrane przykłady takich zastosowań podane są w tablicy IV.



Rys. 48 - Instalacja mikrofalowego miernika wilgotności szlamu cementowego /zespół pomiarowy/.



Rys. 49 - Krzywa kalibracji mikrofalowego miernika wilgotności szlamu cementowego.



Rys. 50 - Mikrofalowy system do pomiaru wilgotności
wysłodków buraka cukrowego /układ formujący wraz z
urządzeniem pomiarowym/.

6. Podsumowanie

Przedstawione analogowe metody automatycznej kompensacji wpływu zmian parametrów metrologicznych urządzenia pomiarowego na wynik pomiaru, wykorzystujące wzorzec stały lub pływający, wyróżniają się:

- możliwością kompensowania wpływu zarówno błędów systematycznych jak i przypadkowych bez konieczności znajomości wartości wielkości oddziaływujących $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ i zależności parametrów metrologicznych urządzenia pomiarowego od tych wielkości,
- możliwością wykorzystania wzorców wielkości mierzonej o wartościach stałych lub zmiennych w funkcji wielkości oddziaływujących i parametrów metrologicznych urządzenia pomiarowego, w szczególności sygnału zasilającego przetwornik wejściowy,
- zerowym poziomem sygnału elektrycznego stanowiącego informację o spełnieniu przez urządzenie warunków minimalizacji niedokładności wyników pomiaru oraz
- prostotą rozwiązań układowych realizujących technicznie przedstawione metody.

Ogólny charakter przeprowadzonych rozważań umożliwia praktyczne korzystanie zaproponowanych metod w każdym zakresie częstotliwości sygnału stanowiącego nośnik informacji tj. tak dla sygnałów bardzo wielkiej lub wielkiej częstotliwości jak i dla małej częstotliwości do napięcia bądź prądu stałego włącznie.

Metody te dopuszczają do zmian w funkcji czasu i oddziaływań środowiskowych parametrów metrologicznych prawie wszystkich zespołów składowych urządzenia pomiarowego i zapewniają jednocześnie minimalizację wpływu tych zmian na wynik pomiaru. Tym samym umożliwia jest wykorzystanie w konstrukcji urządzeń elementów i podzespołów od których nie wymaga się żadnych specjalnych właściwości w zakresie stałości i powtarzalności ich parametrów technicznych. Nie jest też wymagane podejmowanie środków ochronnych mających nie dopuścić do urządzenia pomiarowego oddziaływań środowiskowych o charakterze mechani-

czno - klimatycznym.

Metody pomiaru ze wzorcem stałym lub pływającym umożliwiają uzyskanie minimalizacji niedokładności wyników pomiaru za pomocą prostych środków technicznych i bez stosowania współpracy urządzenia pomiarowego z odpowiednio zaprogramowanym systemem minikomputerowym.

Opracowanie i doświadczalne potwierdzenie użyteczności metody pomiaru ze wzorcem stałym i pływającym zarówno w domenie wielkiej jak i małej częstotliwości oraz prądu stałego umożliwiło realizację urządzeń pomiarowych zapewniających uzyskanie wyników pomiaru przy zmiennych w szerokich granicach parametrach metrologicznych tychże urządzeń.

Przydatność urządzeń wykorzystujących przedstawione metody została potwierdzona doświadczalnie w kilkudziesięciu instalacjach przemysłowych mikrofalowych mierników wilgotności typoszeregu 16 i również kilkudziesięciu zastosowaniach badawczych mikrofalowych mierników wilgotności typoszeregu 63.

Mikrofalowe systemy pomiarowe przeznaczone do określania wilgotności mieszanin dielektryk-woda zawierają w swym składzie zespoły uniwersalne, w zasadzie niezależne od rodzaju badanego materiału i charakteru kontrolowanego eksperymentu naukowego bądź procesu technologicznego, oraz zespoły wyspecjalizowane, których rozwiązania ideowe i konstrukcyjne są ściśle uzależnione od konkretnego zastosowania.

Do pierwszej grupy zespołów należy urządzenie pomiarowe wielkości mikrofalowych przetworzonych z mierzonej wielkości nieelektrycznej - wilgotności mieszanin. W tej grupie zespołów wykorzystano metody pomiaru /przetwarzania/ ze wzorcem stałym i pływającym.

Do drugiej grupy należą natomiast układy formujące próbkę oraz układy czujników mikrofalowych ustalające podstawowy charakter funkcji przetwarzania wielkości nieelektrycznej na określoną wielkość mikrofalową jak też wzorcowe metody wyznaczania wartości mierzonej wielkości nieelektrycznej w procesie kalibracji systemu.

Umożliwienie ciągłego, bezstykowego, szybkiego i dokładnego pomiaru zawartości wody w szerokim asortymencie materiałów

technologicznych oraz mieszanin poddawanych badaniom naukowym lub kontrolnym posiada istotne znaczenie praktyczne. Uzyskiwane korzyści mają zarówno wymierny charakter ekonomiczny /względnie poznawczy/, jak też przyczyniają się w licznych przypadkach do znacznego polepszenia warunków bezpieczeństwa i higieny pracy, a niekiedy również i do ochrony środowiska człowieka.

7. Piśmiennictwo

1. Hayward A.T., Repeatability and accuracy, Mechanical Engineering Publ. Ltd, Londyn-Nowy Jork, Heffers Printers, 1977
2. Kijak J., Konstruowanie urządzeń elektronicznych, WNT, Warszawa, 1975
3. Zagajewski T., Malzacher S., Kwieciński A., Elektronika przemysłowa, WNT, Warszawa 1972
4. Profos P., Handbuch der industriellen Messtechnik, Vulkan Verlag, Essen, 1974
5. Groll H., Kohe W., Versuche zur Automatisierung der Mikrowellenmesstechnik am Beispiel der Impedanzmessung im Bereich der cm- und mm-Wellen, XXIII Międzynarodowe Kolloquium Naukowe, B4, TH Ilmenau, NRD, 1978
6. Kaliński J., Microwave Instrumentation for Industrial On-Line Measurement of Improved Accuracy, X Europejska Konferencja Mikrofalowa, P-15 Warszawa, wrzesień 1980
7. Kaliński J., Selbstregelnde Mikrowelleneinrichtungen zur stetigen Messung von nichtelektrischen Größen, Mikrowellen Magazin, z.1, s.58, 1981
8. Kaliński J., Automated microwave homodyne systems, VII MICROCOLL, Węgry, Budapeszt, wrzesień 1982
9. Schafer G.E., A modulated subcarrier technique of measuring microwave phase shift, IRE Trans. on Instr., t. I-9, s.217, 1960
10. Schafer G.E., Bowman R.R., A modulated subcarrier technique of measuring microwave attenuation, PIEE-Supl. 23B, t.109, s.783, 1962
11. Kaliński J., Further possibilities of the modulated subcarrier techniques for microwave attenuation measurements in industrial applications, IEEE Trans. on IM, t. IM 21, s.291, 1972
12. Kaliński J., Automatic phase control system for microwave industrial on-line moisture-attenuation-voltage /MAV/ converter, IEEE Trans. on IECI-23, t. IECI-23, nr 4, s.425, 1976
13. King R.J., Real-time measurement of microwave parameters and EM fields, IEEE Trans. on IM, t.IM-21, nr 1, s.1, 1972
14. Jaggard D.L., King R.J., Sensitivity and dynamic range consideration for homodyne detection systems, IEEE Trans. on IM, t. IM-22, nr 4, s.328, 1973

- 15 Warner F.L., Herman P., Jeffs T., Special techniques for measuring low and high values of attenuation with a modulated subcarrier system, IEEE Trans. on IM, t. IM-23, nr 4 s.381, 1974
- 16 Kaliński J., Metoda i układ do pomiaru tłumienia fal elektromagnetycznych wielkiej częstotliwości w warunkach przemysłowych, rozprawa doktorska, IPPT-PAN, 1976
- 17 Kaliński J., Self-adjustable microwave homodyne circuit for on-line simultaneous attenuation and phase measurements, VII Europejska Konferencja Mikrofalowa, IND-4, Kopenhaga, Dania, wrzesień, 1977
- 18 Gardner F.M., Phaselock Techniques, Nowy Jork-Londyn-Sydney, John Wiley and Sons, 1966
- 19 Kaliński J., Selekttywne wzmacnianie i pomiary małych napięć zmiennych niskiej częstotliwości, PAK, t.11, nr 6, s.250, 1965
- 20 Smith R.A., Jones S.E., Chasmar R.T., Detection and measurements of infrared radiation, Oxford Press, 1957
- 21 Hewlett-Packard, Low Level DC Operation Using HP Photochoppers, Application Note 911
- 22 PHILIPS Application Book, Field effect transistors, Chopper stabilized DC amplifiers with an n-channel BSV 81 MOSFET low-level chopper, s.110-115, lipiec 1972
- 23 Platz, Ch.D., A Sensitive, Wide Range DC Null Voltmeter With an Internal Bucking Supply for Zero Loading Error, HP Journal, t.17, nr 7, s. 2-6, marzec 1966
- 24 Cederbaum J., Balaban P., Automatic drift compensation in dc amplifiers, The Review of Scientific Instruments, t.26, nr 8, s.745-747, sierpień 1955
- 25 Frost S., Compact Analog Computer, Electronics, t.21, nr 7, s.116-122, lipiec 1948
- 26 Jaeger R.C., Hellwarth G.A., Dynamic zero-correction method suppresses offset error in op amps, Electronics, s.109-110, 4 listopad 1972
- 27 Prinz D.G., DC Amplifiers with Automatic Zero and Input Current Compensation, Journal of Scientific Instruments, t.24, nr 12, s.328-331, listopad 1947
- 28 Shakel B., Beaney M., A Zero Correcting Servo for Use with D.C.Amplifiers, Electronic Engineering, t.29, nr 352, s.284-286, czerwiec 1957

- 29 Goldberg G.A., Stabilization of Wide Band Direct Current Amplifiers, RCA Review, t.11, nr 2, czerwiec 1950
- 30 Gray J.O., Yu J.C.S., A drift stabilized operational amplifier, Electronic Engineering, t. 41, nr 498, s.55-58, sierpień 1969
- 31 Landsberg S., A General-purpose Drift-free DC Amplifier, PHILIPS Research Reports, t.11, nr 3, s. 161-171, czerwiec 1956
- 32 Wick D.A., A Solid-State Operational Amplifier of High Stability, H.P.Journal, t.14, nr 3-4, s.1-8, listopad-grudzień 1962
- 33 von Hippel A.R., Dielectrics and waves, John Wiley and Sons, Nowy Jork, 1959
- 34 Hasted J.B., Dielectric properties of water, Progress in Dielectrics, t.3, Londyn, 1961
- 35 Taylor H.B., Microwave moisture measurements, Industrial Electronics, t.3, nr 2, s.65, 1965
- 36 Kraszewski A., Pomiar wilgotności metodą mikrofalową, Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, nr 22, s.189, 1974
- 37 Kaliński J., Industrielle Feuchtemessung mit Mikrowellen, Feingerätetechnik, t. 23, nr 1, s.11, 1974
- 38 Voyles R.E., Technical comparison of techniques for the accurate measurement of microwave frequencies, Product Application Bull., Systron-Donner Corp., 1969
- 39 Wind M., Handbook of electronic measurements, Polytechnic Press, Nowy Jork-Londyn, 1960
- 40 Ginzton E.L., Microwave measurements, Mc Graw-Hill Book Company, Nowy Jork-Toronto-Londyn, 1957
- 41 Sucher M., Fox J., Handbook of microwave measurements, Polytechnic Press, John Wiley and Sons, Nowy Jork-Londyn, 1963
- 42 Litwin R., Suski M., Technika mikrofalowa, WNT Warszawa, 1972
- 43 Warner F.L., Microwave attenuation measurement, Peter Peregrinus LTD, IEE Monograph Series 19, 1977
- 44 Galwas B., Homodynamiczne metody badania obwodów mikrofalowych, Prace Naukowe Politechniki Warszawskiej - Elektronika, nr 27, 1975

- 45 King R.J., Microwave homodyne systems, IEE Electromagnetic Waves Series 3, P.Peregrinus LTD, Londyn, 1977
- 46 Dyson J.D., The measurement of phase of UHF and microwave frequencies IEEE.Trans.MTT nr 9, 1966
- 47 Engen G.F., Beatty R.W., Microwave attenuation measurement with accuracies from 0.0001 to 0.06 decibel over a range from 0.01 to 50 decibels. NBS, Sec.C, Engineering and Instrumentation, 64c, nr 2, 1960
- 48 Kaliński J., A microwave attenuation comparator as an industrial on-line moisture controller, V-ta Europejska Konferencja Mikrofalowa, C 3.5, Hamburg, RFN, 1-4 wrzesień 1975
- 49 Kraszewski A., Kuliński S., An improved microwave method of moisture content measurement and control, IEEE Trans. on IECI, t. IECI-23, nr 4, s.364, 1976
- 50 Kaliński J., Selfadjustable microwave attenuation and phase-shift monitor for on-line industrial measurements, VIII Kongres IMEKO, Moskwa, ZSRR, maj 1979
- 51 Kaliński J., A Chopped Subcarrier Method of Simultaneous Attenuation and Phase-Shift Measurement under Industrial Conditions, IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, t.IECI-28, nr 3, s.201, sierpień 1981
- 52 Watson A., Measurement and control of moisture content by microwave absorption. 1963 Internat.Symp. on humidity and moisture meas. and contr. in Science and Ind. NBS, 4, 1965
- 53 Johansson K., Lidby P.O., Moisture measurement using microwaves. Internat.Symp. on moisture measurement and control, Hollingbourne, Kent, England, wrzesień 1969
- 54 Jaeger R.E., Gyorgy E.M., Microwave measurement of the loss in low loss dielectrics. Rev.Sci.Instr. 41, nr 6, s.820, 1970
- 55 Berliner A.M., Demyanow A.A., Rulev V.F., Moisture measurements in solids and liquids by UHF method. Proc. IMEKO Symp. on Moisture Measurements, Esztergom, Węgry 1971
- 56 Kraszewski A., Pomiar wilgotności metodą mikrofalową, Rozprawy Elektrotechniczne, t.19, nr 1, s.137, 1973
- 57 Beatty R.W., Mismatch errors in the measurement of UHF and microwave variable attenuators, J.Res. NBS 52, s.7-9
- 58 Harris J.A., Errors and uncertainties in microwave measurements, IEEE nr 3696E, s.841, 1962

- 59 Beatty R.W., Microwave attenuation measurements and standards. NBS Monograph 97, 1967
- 60 Hewlett-Packard, Microwave mismatch error analysis. Appl. Note nr 56, 1967
- 61 Kaliński J., Niektóre właściwości elementów składowych mikrofalowych przetworników wielkości fizycznych, Rozprawy Elektrotechniczne, t.21, nr 2, s.325, 1975
- 62 Kaliński J., An Industrial Microwave Attenuation Monitor /MAM/ and its Application for Continuous Moisture Content Measurements, The Journal of Microwave Power, t.13, nr 3, s.275, 1978
- 63 Hoberg H., Klein A., Wassergehaltbestimmung von feinkörnigen Steinkohlen nach dem Mikrowellenverfahren, Glückauf, t. 113, nr 17, s.859, 1977

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

Praca dotyczy dziedziny pomiarów wielkości fizycznych o charakterze elektrycznym za pomocą elektrycznych metod i urządzeń pomiarowych przy zmiennych losowo parametrach metrologicznych tychże urządzeń.

W pracy omówiono pokrótce przyczyny niedokładności wyników pomiaru wielkości fizycznych o charakterze nieelektrycznym i elektrycznym oraz znane sposoby przeciwdziałania ich wpływom.

Przedstawiono koncepcję metod pomiaru wykorzystujących elektryczne wielkości wzorcowe o wartościach stałych lub zmiennych losowo, redukujących do minimum zależność wyników pomiaru od właściwości metrologicznych układów pomiarowych.

Podano przykłady realizacji doświadczalnej zaproponowanych metod w dostosowaniu do układów pomiarowych wielkiej częstotliwości / mikrofalowych/, małej częstotliwości i prądu stałego. Przytoczono wyniki uzyskane w w/w przypadkach.

Przedstawiono wyniki praktycznego wykorzystania proponowanych metod w ich realizacji instrumentalnej do przemysłowych pomiarów wielkości fizycznej o charakterze nieelektrycznym - wilgotności surowców, półfabrykatów lub wyrobów gotowych.

PEWNE MOŻLIWOSCI POMIARU WIELKOSCI
FIZYCZNYCH PRZY ZMIENNYCH WŁASCIWOSCIACH
METROLOGICZNYCH UKŁADU POMIAROWEGO

D O D A T E K

Tablica II Parametry techniczne opracowanych instrumentalnie przez autora mikrofalowych urządzeń pomiarowych - laboratoryjnych i technologicznych /przemysłowych/.

Par a m e t r	MW 160	MW 161	MW 63	MW 16	MW 65
Charakter pomiaru	wyrywkowy	ciągły	wyrywkowy	ciągły	wyrywkowy
Całkowity zakres mierzonej wilgotności % H ₂ O	0.1-100	0.1-100	0.1-100	0.1-100	0.1-100
Niedokładność %H ₂ O	0.05-0.5	0.1-1.0	0.05-0.5	0.1-1.0	0.025-0.5
Częstotliwość sygnału testującego GHz			9.3 ±0.05		
Moc sygnału testującego mW	1	3	1	5	5
Całkowity zakres mierzonego tłumienia dB	0 - 60	0 - 40	0 - 50	0 - 50	0 - 40
Maksymalna dynamika pomiaru tłumienia dB	30	20	20	20	20
Minimalna dynamika pomiaru tłumienia dB	2	4	2	4	4
Zdolność rozdzielcza odczytu, maksymalna, dB	0.05	0.1	0.05	0.05	0.01
Charakter skali	log.	lin.	lin.	lin.	lin.
Cechowanie	dB	% H ₂ O	dB	% H ₂ O	% H ₂ O
Odczyt	analog.	analog.	analog.	cyfrowy	cyfrowy
Zakres automatycznej kompensacji wpływu temperatury materiału na wynik pomiaru wilgotności K	0	0	20	20	100
Ilość wykonana, szt.	30	10	50	100	3

Tablica III Zastosowania przemysłowe opracowanych instrumentalnie przez autora mikrofalowych urządzeń do pomiarów ciągłych w trakcie procesów technologicznych.

Zakład stosujący	Rodzaj materiału	Zakres wilgotności % H ₂ O	Nieodkładność % H ₂ O	Typ urządzenia	Ilość zainstalowana
Cementownie	szlam cementowy	34 - 42	0.3	1614	4
Huty szkła płaskiego	piasek szklarski	0 - 1.5 2 - 6	0.1 0.15	1633	2 2
Huty miedzi	koncentrat rudy miedzi	3 - 7	0.3	1640,	6
Zakłady chemiczne	mocznik, saletrzak, saletra amonowa tiuram, glikoosel	0 - 1 8 - 15	0.025 0.3	1631	4 1
Kopalnie węgla kamiennego, elektrownie	miał węgla kamiennego	7 - 30	0.8	7816	11
Cukrownie	wyłoczki buraka cukrowego	8 - 12	0.3	1638	18
Odlewnie żeliwa	masa formierska	3.5 - 5.5	0.3	1643	2
Fabryki porcelany	masa ceramiczna	24 - 32	0.5	1651	1
Suszarne pasz	suszonki zielone	4 - 12	0.3	1641	1
Młyny zbożowe	zboże	10 - 18	0.2	1637	1

Tablica IV Zastosowania laboratoryjne opracowanych instrumentalnie przez autora mikrofalowych urzadzzeń do pomiarów wrywkowych wilgotności mieszanin dielektryk-woda.

Lp.	Nazwa materiału	Zakres wilgotności	Zakres zmian tłumienia	A	$\frac{\Delta A}{\Delta W}$	$\frac{dB}{\%}$	Próbka
1.	Ziarno zbóż /mieszanka/	10-30%	12-51 dB	39 dB	1.95		30 g
2.	Ziarno zbóż /mieszanka/	10-20%	15-47 dB	32 dB	3.20		45 g
3.	Granulat korka	4-30%	2-26 dB	24 dB	0.92		V=const.
4.	Mocznik	0-0.6%	2-20 dB	18 dB	30.0		V=const.
5.	Saletra amonowa	0-1.0%	8-47 dB	39 dB	39.0		V=const.
6.	Fosforan amonu	0-2.0%	3-28 dB	25 dB	12.5		V=const.
7.	Superfosfat potrójny	0-5.0%	1-35 dB	34 dB	6.7		V=const.
8.	Proszek szklany	0-10%	2-41 dB	39 dB	3.9		V=const.
9.	Koncentrat rudy miedzi	3-9.0%	22-40 dB	18 dB	3.0		70 g
10.	Apatyt	0-5.0%	1-48 dB	47 dB	9.4		V=const.
11.	Glikocel techniczny	8-15%	4-15 dB	14 dB	2.0		V=const.
12.	Susz zielony traw	4-14%	3-32 dB	29 dB	2.9		V=const.
13.	Kaolin /mączka/	2-9.0%	12-34 dB	22 dB	3.12		V=const.
14.	Glinka /austriacka/	2-8.0%	22-50 dB	28 dB	4.67		V=const.
15.	Piasek	2-6.0%	12-44 dB	36 dB	9.0		m=const.
16.	Tlenek glinu	0-10%	2-30 dB	28 dB	2.8		V=const.

S P I S T R E Ś C I

	str..
1. Wprowadzenie	3
1.1. Wstęp	3
1.2. Przetwornik wielkości fizycznych i metody pomiaru przetworzonej wielkości elektrycznej	6
1.3. Składowe niedokładności pomiaru wielkości elektrycznych	13
2. Sposoby minimalizacji niedokładności wyników	19
2.1. Wstęp	19
2.2. Metody kompensacji wpływu zmian parametrów metrologicznych urządzenia pomiarowego na wynik pomiaru	20
2.3. Analogowe metody kompensacji automatycznej ze wzorcem stałym i pływającym	28
2.3.1. Wzorzec stały	29
2.3.2. Wzorzec pływający	32
3. Urządzenie pomiarowe minimalizujące niedokładność wyniku	37
3.1. Wprowadzenie	37
3.2. Mikrofalowy układ do pomiaru tłumienia i kąta przesunięcia fazy	43
3.2.1. Zależności podstawowe	43
3.2.2. Metoda kluczowanej podnośnej	48
3.2.3. Automatyczna regulacja czułości i pomiar A_x	52
3.2.4. Automatyczna regulacja faz	56
3.2.5. Automatyczna regulacja fazy odniesienia ψ_0 i pomiar ϕ_x	61
3.2.6. Niedokładność wyników pomiaru	67
3.3. Przetwornik poziomu sygnału harmonicznego małej częstotliwości	69
3.3.1. Zależności podstawowe	69

3.3.2. Metoda minimalizacji wpływu rozstrojenia poprzez automatyczne dostrajanie	71
3.3.3. Wyniki doświadczalne	72
3.4. Przetwornik poziomemu sygnału prądu stałego	73
3.4.1. Własności podstawowe	73
3.4.2. Metoda eliminacji wpływu prądu dryftu na poziom sygnału wyjściowego przetwornika i/I	75
3.4.3. Wyniki doświadczalne	80
3.5. Zastosowanie praktyczne	80
4. Mikrofalowe urządzenie pomiarowe w systemie do pomiaru wilgotności materiałów dielektrycznych	81
4.1. Wprowadzenie	81
4.2. Mikrofalowe metody pomiaru wilgotności	87
4.3. System pomiarowy	93
5. Zastosowania przemysłowe	101
5.1. Wprowadzenie	101
5.2. Podstawowe przyczyny niedokładności pomiaru wilgotności metodami mikrofalowymi	102
5.3. Wykorzystania przemysłowe	106
6. Podsumowanie	113
7. Piśmiennictwo	116
Streszczenie	121
Dodatek	122