

Jan Ryszard JASIK, Grzegorz MATEJKO

POLITECHNIKA LUBELSKA

WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY, KATEDRA AUTOMATYKI I METROLOGII

## Wagowy pomiar częstotliwości w warunkach pasmowych zakłóceń addytywnych

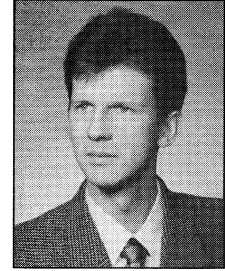
Dr inż. Jan Ryszard JASIK

– pracuje w Katedrze Automatyki i Metrologii Politechniki Lubelskiej. Ukończył w 1970 r. Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej specjalność Miernictwo Elektryczne i Przyrządy Pomiarowe. Doktorat uzyskał w 1979 r. po odbyciu studiów aspiranckich na Wydziale Automatyki i Sterowania Politechniki Leningradzkiej. Posiada w dorobku 10 patentów i ponad 60 publikacji z dziedziny miernictwa elektrycznego i systemów pomiarowych. Problematyka jego badań obejmuje zagadnienia dotyczące przetwarzania sygnałów pomiarowych z częstotliwościowym nośnikiem informacji z wykorzystaniem metod i technik komputerowych.



Mgr inż. Grzegorz MATEJKO

– pracuje w Lubelskich Zakładach Energetycznych w Wydziale Marketingu i Cenotwórstwa. Ukończył w 1994 r. Wydział Elektryczny Politechniki Lubelskiej specjalność Przetwarzanie i Użytkowanie Energii Elektrycznej. Współpracuje z Politechniką Lubelską w zakresie konstrukcji systemów pomiarowych z wykorzystaniem technik mikroprocesorowych.



### Streszczenie

Przedstawiono strukturę wirtualnego cyfrowego częstotlicznika uśredniającego. Omówiono wagowy algorytm pomiaru częstotliwości, z zastosowaniem trójkątych, schodkowych funkcji wagowych odporne na nałożone zakłócenia addytywne. Opisano aplikację tego algorytmu na system mikroprocesorowy rodziny MCS-51 współpracujący z komputerem PC poprzez łącze RS 232C. Przytoczono wyniki eksperymentu zrealizowanego z wykorzystaniem programu LabVIEW potwierdzający celowość stosowania zaproponowanego rozwiązania.

### Abstract

The paper presents the virtual digital averaging frequency meter. There was analysed algorithm of weight frequency measurement with triangular steps functions resistant for additive disturbances. There were describe application of these functions for MCS-51 microcontrollers family which is connected with personal computer by RS 232C interface. This study includes results of researches, which confirm usefulness of this application.

### Wprowadzenie

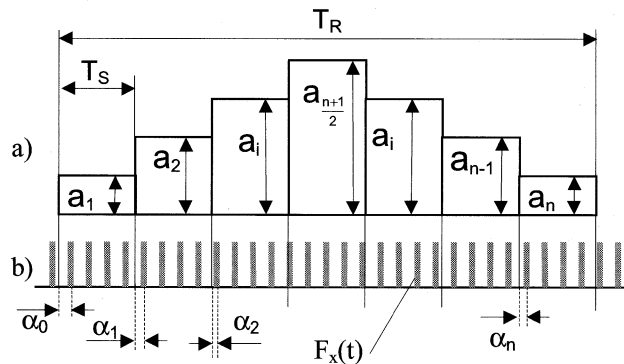
Cyfrowe pomiary różnych wielkości fizycznych są często realizowane przy wykorzystaniu struktury złożonej z przetwornika typu „wielkość fizyczna-częstotliwość” (WF/f) i cyfrowego częstotlicznika uśredniającego [1], [2]. Struktura ta staje się szczególnie perspektywiczna obecnie w związku z rozwojem technologii rezonatorów umożliwiających wykonywanie zintegrowanych czujników o wyjściu częstotliwościowym [3], a także matryc takich czujników [4]. Zaletą tego rodzaju struktury jest jej duża odporność na zakłócenia addytywne istniejące w sygnale mierzonym i przejawiające się w pasożytniczej modulacji częstotliwości sygnału wyjściowego przetwornika WF/f, prowadzącej do niestabilności uzyskiwanych w częstotliczniku wyników pomiaru, przy stałości mierzonej wielkości fizycznej. Wysoki poziom tłumienia zakłóceń osiąga się dzięki zastosowaniu w częstotliczniku cyfrowym specjalnych, wagowych algorytmów pomiarowych [5].

W przypadku zakłóceń o widmie ciągłym występujących np. w procesie ważenia w ruchu, dobre efekty uzyskuje się dzięki zastosowaniu w częstotliczniku cyfrowym schodkowej, trójkątowej funkcji wagowej [6],[7]. W pracy opisano właściwości tłumieniowe takiej funkcji wagowej oraz jej praktyczną implementację na mikrokomputer jednokładowy rodziny MCS-51, pełniący funkcję nowoczesnego częstotlicznika, pracującego w oparciu o przepelniający się licznik odczytywany „w locie”.

### Metoda Pomiaru

Wagowy pomiar częstotliwości  $F_x(t)$  polega na zliczaniu w czasie trwania  $T_R$  funkcji wagowej  $a(t)$ , impulsów reprezentujących mierzony sygnał i odpowiednim przetwarzaniu zarejestrowanych stanów licznika. Zasada pomiaru jest zilustrowana na rys.1.

Czas  $T_R$  jest podzielony na nieparzystą liczbę  $n$  podprzedziałów o czasie trwania  $T_S$ , równym połowie okresu  $T$  podstawowej har-



Rys. 1. Przebiegi czasowe ilustrujące zasadę wagowego pomiaru częstotliwości: a) schodkowa trójkątowa funkcja wagowa; b) mierzony sygnał częstotliwościowy

monicznej sygnału zakłócającego powodującej niepożądaną modulację częstotliwości będącą źródłem błędów [7]. W każdym z podprzedziałów, zliczanym impulsom nadaje się wagę  $a_i$  wynikającą z zastosowanej funkcji wagi. W przypadku schodkowej, trójkątowej funkcji wagowej współczynniki  $a_i$  otrzymuje się ze wzoru [6],[7]:

$$a_i = \frac{2i}{n+1} \quad \text{dla} \quad 1 \leq i \leq \frac{n+1}{2} \quad (1)$$

oraz

$$a_i = 2 - \frac{2i}{n+1} \quad \text{dla} \quad \frac{n+3}{2} \leq i \leq n \quad (2)$$

Rozważany typ funkcji wagi posiada więc współczynniki  $a_i$  pozostające kolejno względem siebie jak szereg liczb całkowitych: 1,2,3,4 ... 4,3,2,1.

Tak zdefiniowana funkcja wagi posiada transmitancję widmową  $G(j\omega)$  o postaci [7]:

$$G(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T_s}}{j\omega T_s} (a_1 + a_2 \cdot e^{-j\omega T_s} + \dots + a_n \cdot e^{-(n-1)j\omega T_s}) \quad (3)$$

której charakterystyka amplitudowo-fazowa określona jest wzorem:

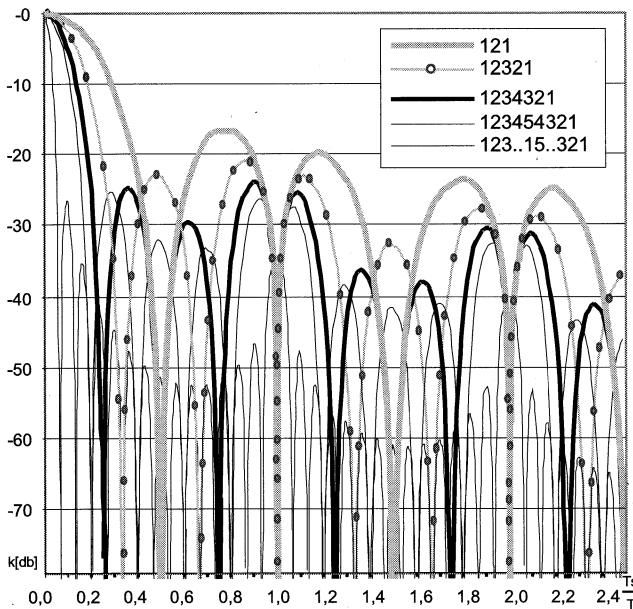
$$|G(j\omega)| = \frac{\sin 0,5\omega T_s}{0,5\omega T_s} \sqrt{\left\{ \sum_{i=1}^n [a_i \cos(i-1)\omega T_s] \right\}^2 + \left\{ \sum_{i=1}^n [a_i \sin(i-1)\omega T_s] \right\}^2} \quad (4)$$

gdzie:  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  - pulsacja sygnału zakłócającego.

Wyrażony w decybelach współczynnik tłumienia  $k$  takiej funkcji wagi jest określony zależnością [7]:

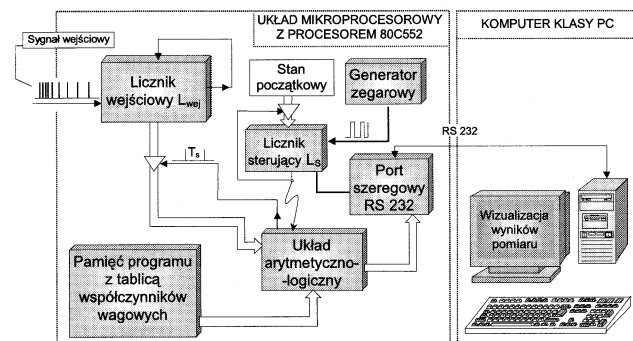
$$k = 20 \cdot \log \frac{1}{|G(j\omega)|} \quad (5)$$

której graficzna postać dla kilku wybranych  $n$  jest przedstawiona na rys. 2.



Rys. 2. Wykres współczynników tłumienia schodkowej, trójkątowej funkcji wagowej

Struktura cyfrowego częstotliwościomierza z wagowym przetwarzaniem mierzonego sygnału jest przedstawiona na rys. 3.



Rys. 3. Schemat ideowy częstotliwościomierza z wagowym tłumieniem zakłóceń addytywnych

Liczbę  $L$  impulsów przychodzących na wejście zliczającego w pętli licznika  $L_{wej}$ , znajdujemy w następujący sposób:

w czasie  $T_s$  trwania pierwszego „schodka” funkcji wagi licznik zarejestruje

$$L_1 = \int_0^{T_s} F_x(t) dt \text{ impulsów.} \quad (6)$$

W czasie trwania drugiego „schodka” funkcji wagi licznik zarejestruje

$$L_2 = \int_{T_s}^{2T_s} F_x(t) dt \text{ impulsów itd.} \quad (7)$$

Zliczone impulsy są sumowane w układzie arytmetyczno-logicznym po przyporządkowaniu im współczynników wynikających z zastosowanej funkcji wagowej.

Końcowy rezultat określamy więc ze wzoru:

$$L = L_1 + 2 \cdot L_2 + \dots + \frac{n+1}{2} \cdot L_{\frac{n+1}{2}} + \dots + 2 \cdot L_{n-1} + L_n \quad (8)$$

który dla  $F_x(t) = F_x = \text{const}$  przyjmuje postać:

$$L = \sum_{i=1}^n (a_i \cdot L_i) \quad (9)$$

Ostatecznie więc mierzona częstotliwość wyznaczamy z zależności:

$$F_x = \frac{\sum_{i=1}^n (a_i \cdot L_i)}{\sum_{i=1}^n a_i} \cdot \frac{1}{T_s} \quad (10)$$

Do budowy systemu pomiarowego wykorzystano mikrosterownik **80C552** firmy Philips. W układzie tym można wyodrębnić następujące elementy: licznik wejściowy  $L_{wej}$ , licznik sterujący  $L_s$  z generatorem zegarowym, pamięć programu z tablicą współczynników wagowych, układ arytmetyczno-logiczny, port szeregowy RS 232C i komputer nadrzędny PC.

**Licznik wejściowy**  $L_{wej}$  pracuje jako 16 bitowy, zliczający w pętli z przepełnieniami impulsy doprowadzone do jego wejścia.

**Licznik sterujący**  $L_s$  generuje przerwania zegarowe (o stałym okresie  $250\mu s$ ) po każdorazowym przepełnieniu. Pracuje on jako 8 bitowy licznik impulsów wewnętrznych generowanych w systemie (o okresie  $1\mu s$ ), w trybie z automatycznym wpisywaniem wartości początkowej (06H dla okresu przerw  $250\mu s$ ) po jego przepełnieniu. Do realizacji liczników  $L_{wej}$  i  $L_s$  wykorzystano odpowiednio skonfigurowane liczniki  $T_1$  i  $T_2$  mikrosterownika **80C552**.

Układ mikroprocesorowy jest połączony **portem szeregowym RS 232C** z **komputerem nadrzędnym**, w którym na wirtualnej płycie czołowej eksponowane są wyniki pomiarów. Ideę pomiaru częstotliwości realizowaną w opisywanym systemie przedstawiono na rys. 4.

Występujące w procesie pomiarowym błędy instrumentalne są analogiczne do błędów klasycznych częstotliwościomierzy [1], [2]. O dokładności pomiaru decyduje błąd metody związany z procesem kwantowania. Bezwzględny błąd kwantowania  $\alpha\Delta$  występujący przy pomiarze częstotliwości z trójkątową funkcją wagi określamy wzorem:

$$\alpha_{\Delta} = \sum_{i=0}^{n-1} \left( -\alpha_i + \alpha_{i+\frac{n+1}{2}} \right) \quad (11)$$

gdzie:  $\alpha_0 \dots \alpha_n$  - odcinki czasowe jak na rys. 1.

Wartość oczekiwana i dyspersja błędu przypadkowego  $\alpha$  są równe odpowiednio  $1/2$  i  $1/12$  [1], [8].

Ze wzoru (11) znajdujemy dyspersję błędu kwantowania

$$\alpha_{\Delta}^2 = \frac{n-1}{12} \quad (12)$$

i średniokwadratowy błąd względny

$$\tilde{\gamma}_{\Delta} = \frac{\alpha_{\Delta}}{L} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{(n+1)^{3/2} \cdot F_X \cdot T_S} \quad (13)$$

Przy klasycznym pomiarze częstotliwości [8] (jednostopniowa funkcja wagi typu  $\Pi$ ) błąd średniokwadratowy kwantowania jest równy

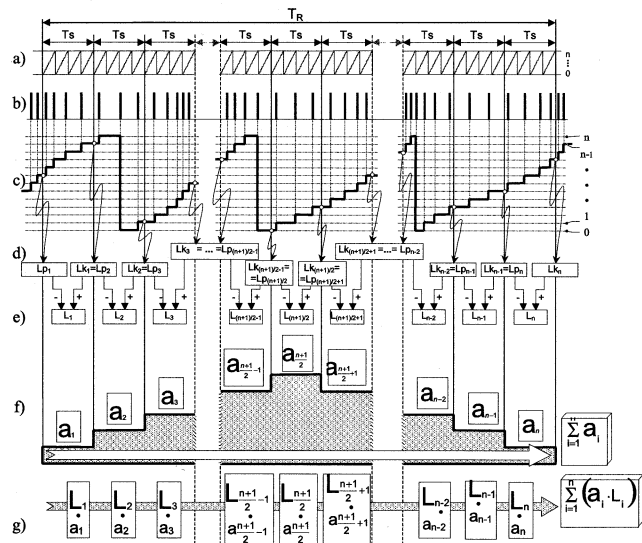
$$\tilde{\gamma}_{\Pi} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{12} \cdot n \cdot F_X \cdot T_S} \quad (14)$$

Tak więc wraz z przejściem od jednostopniowej funkcji wagowej typu  $\Pi$  do schodkowej trójkątowej funkcji wagowej, błąd kwantowania zmniejsza się

$$\frac{1}{n} \cdot \left(\frac{n+1}{2}\right)^{3/2} \text{ razy} \quad (15)$$

w porównaniu do pomiaru klasycznego, zaś przy  $n \gg 1$

wzrost dokładności wynosi  $\sqrt{\frac{n}{8}}$ .



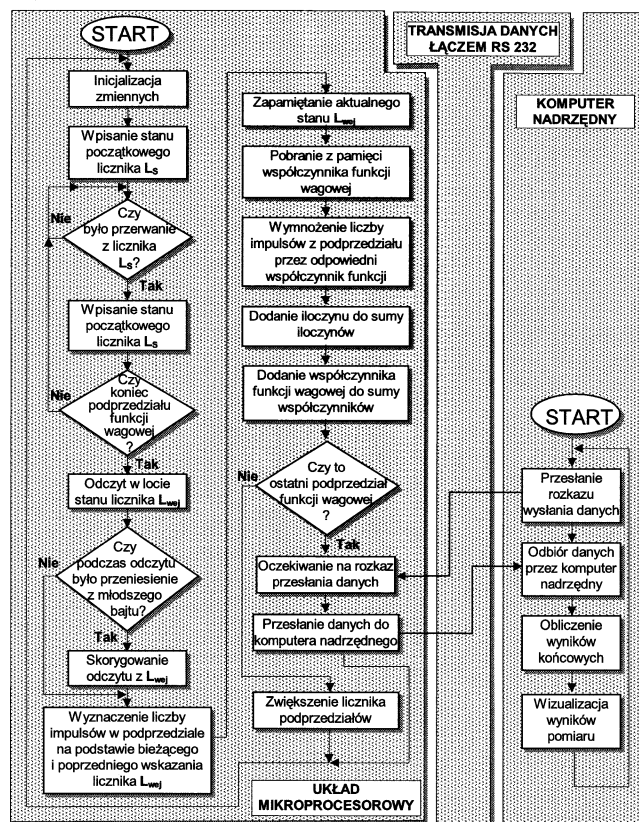
Rys. 4. Idea pomiaru częstotliwości z wagowym tłumieniem zakłóceń addytywnych: a) stany licznika  $L_S$ ; b) sygnał mierzony; c) stany licznika  $L_{wej}$ ; d) odczytane „w locie” stany licznika  $L_{wej}$ ; e) liczba impulsów w danym podprzedziale funkcji wagowej; f) współczynniki funkcji wagowej; g) suma ilorazów wsp. funkcji wagi i liczby impulsów w danym podprzedziale

### Oprogramowanie

Sieć działań programu zaimplementowanego w systemie przedstawiono na rys.5. W pamięci programu zapisano **tablicę współczynników funkcji wagowej**, reprezentowanych przez liczbę 8-bitowe.

Przed rozpoczęciem procesu pomiarowego następuje inicjalizacja zmiennych tj. ustawienie odpowiednich trybów pracy liczników  $L_{wej}$  i  $L_S$  oraz wyzerowanie rejestrów procesora. W rejestrach tych przechowywane są cząstkowe wyniki pomiarów w postaci sumy ilorazów współczynników funkcji wagi i liczby impulsów w danym podprzedziale, sumy współczynników funkcji wagi oraz ostatnio „przechwyconego” stanu licznika  $L_{wej}$ . W następnym kroku do wejścia licznika  $L_{wej}$  dołączany jest sygnał wejściowy  $F_X(t)$  z równoczesnym odczytaniem stanu licznika  $L_{wej}$  oraz uruchomieniem zliczania impulsów wewnętrznych przez licznik  $L_S$ .

W odstępach czasu  $T_S$ , określonych przez stałą krotność okresu przepełnienia licznika  $L_S$ , następuje odczyt „w locie” stanu licznika  $L_{wej}$ . Odczyt ten jest realizowany na granicy każdego z podpre-

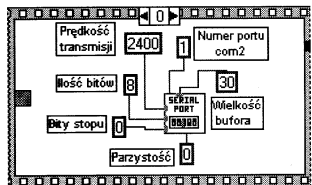


Rys. 5. Algorytm procesu pomiarowego realizowanego w systemie pomiarowym

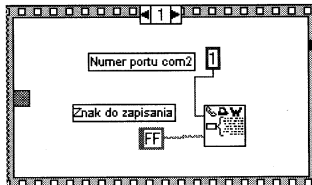
działów funkcji wagowej. Z każdego dwóch kolejnych odczytów stanu licznika  $L_{wej}$  wyznaczana jest liczba impulsów  $L_i$  występujących w  $i$ -tym podprzedziale funkcji wagi. Liczba impulsów  $L_i$  jest na bieżąco mnożona przez współczynnik funkcji wagi  $a_i$  właściwy dla danego podprzedziału. Otrzymane w ten sposób iloczyny  $a_i \cdot L_i$  są na bieżąco sumowane zgodnie ze wzorem (9), sumowane są też kolejne współczynniki funkcji wagi. Uzyskane w ten sposób wyniki przesyłane są łączem RS 232C do komputera nadrzędnego. Wyniki cząstkowe przesyłane są w postaci zapisanej na 3 bajtach sumy iloczynów impulsów zliczonych w podprzedziałach funkcji wagowej oraz zapisanych na 2 bajtach, sumy użytych współczynników funkcji wagowej. Po nadaniu kompletu danych program przechodzi do realizowania następnego cyklu pomiarowego. W komputerze nadrzędnym wyznaczane są zgodnie ze wzorem (10) wartości częstotliwości mierzonej  $F_X$  i jej wizualizacja na wirtualnej płycie czołowej przyrządu (rys. 8).

Operacja wyznaczenia liczby impulsów  $L_i$  w podprzedziale jest realizowana poprawnie, również w przypadku gdy w podprzedziale funkcji wagi następuje przepełnienie licznika  $L_{wej}$ . Jedynym ograniczeniem jest wymóg aby liczba zliczonych impulsów w podprzedziale nie była większa od pojemności licznika  $L_{wej}$ . Procedura odczytu „w locie” stanu licznika  $L_{wej}$  zawiera mechanizmy pozwalające na wyeliminowanie błędów jakie może zaistnieć podczas odczytu stanu licznika  $L_{wej}$  jeśli pomiędzy odczytem jego młodszego i starszego bajtu nastąpiło przeniesienie z młodszego bajtu licznika.

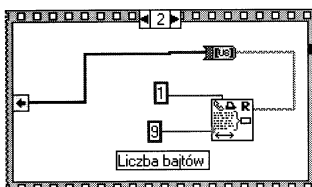
Zaimplementowane w komputerze nadrzędnym PC procedury obsługi łącza RS 232C, obliczania wyników oraz ich wizualizacji w postaci wirtualnej płyty czołowej przyrządu pomiarowego zrealizowane są przy wykorzystaniu środowiska programowego LabVIEW. Na rys.6. przedstawione są w postaci diagramów kolejne kroki procedury odbioru danych, obliczenia i wizualizacji wyników pomiarów.



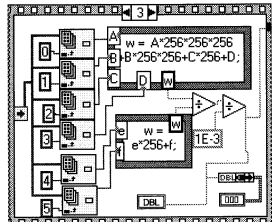
Rys. 6a. Diagram inicjalizacji portu szeregowego komputera nadrzędnego



Rys. 6b. Diagram procedury przesyłania do układu mikroprocesorowego nakazu wystąpienia danych

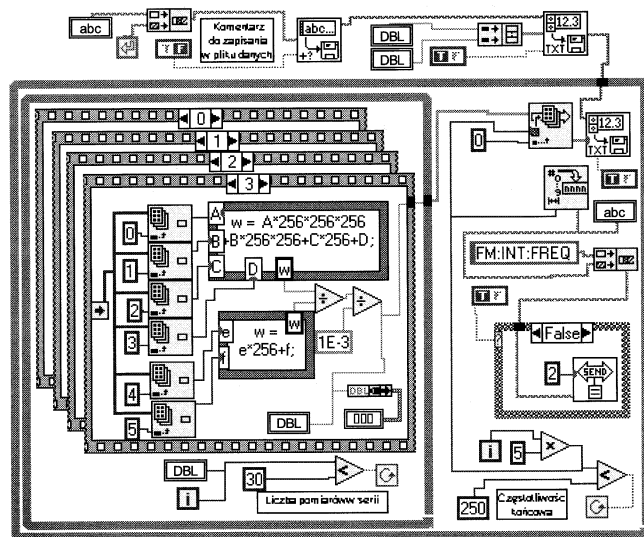


Rys. 6c. Diagram odbioru danych z układu mikroprocesorowego



Rys. 6d. Diagram obliczenia i wizualizacji wyniku pomiaru

W środowisku LabView napisano również program umożliwiający zrealizowanie eksperymentu pomiarowego mającego na celu zbadanie właściwości tłumieniowych przyrządu. Diagram programu przedstawiono na rys. 6e.

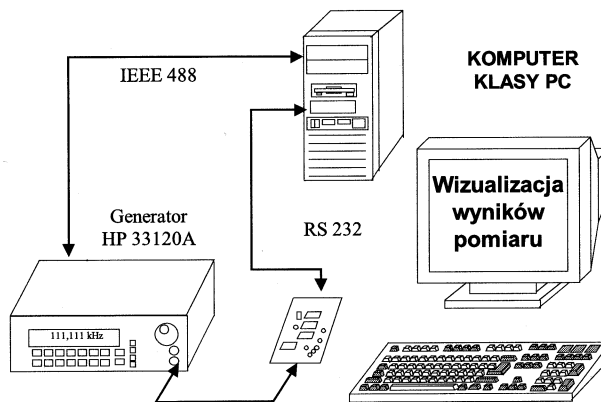


Rys. 6e. Diagram zapisu danych pomiarowych na dysk

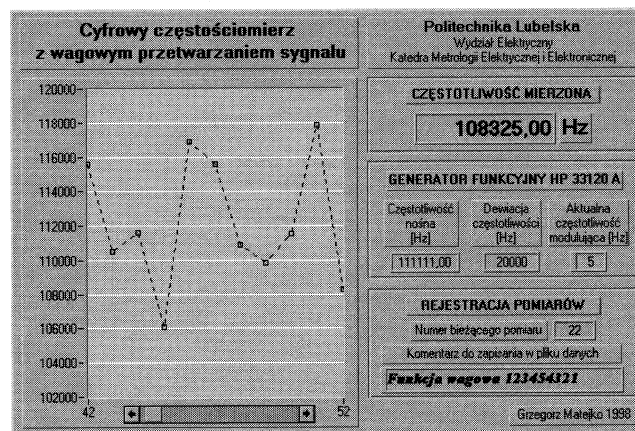
### Podsumowanie

Praktyczne badanie skuteczności tłumienia zakłóceń przeprowadzono w układzie przedstawionym na rys. 7. Wykorzystano generator Hawlett Packard HP 333120 A jako źródło sygnału mierzonego poddanego modulacji FM. Częstotliwość sygnału modulującego była zadawana skokowo co 1 Hz w zakresie od 0 do 250 Hz przez komputer nadrzędny PC sterujący generatorem wykorzystując magistralę IEEE 488. Mierzono sygnał o częstotliwości nośnej 111111 kHz, dewiacja częstotliwości była równa 20 kHz.

Po ustaleniu przez komputer nadrzędny zadanej częstotliwości modulacji wykonywana była seria 30 pomiarów. Wyniki tych pomiarów są zapisywane na dysku twardego komputera, a także eksponowane na wirtualnej płycie czołowej przyrządu (rys.8). Eksponowane są zarejestrowane wyniki pomiarów (dla lepszej czytelności połączone są one linią przerywaną), cyfrowy wynik ostatniego pomiaru, a także dane dotyczące parametrów sygnału zadawanego



Rys. 7. Schemat układu pomiarowego



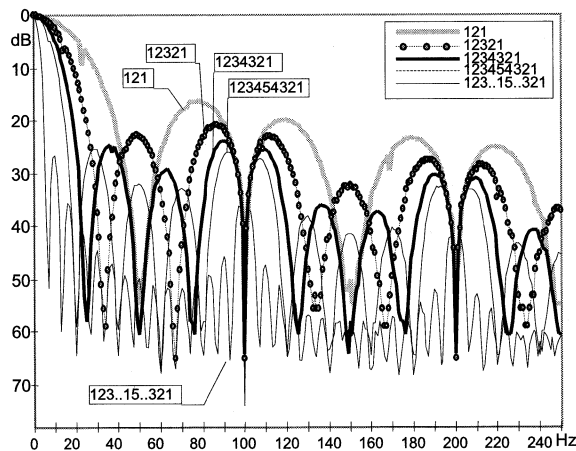
Rys. 8. Widok wirtualnej płyty czołowej układu pomiarowego

z generatora: zadana dewiacja częstotliwości oraz aktualna częstotliwość sygnału modulującego. Po zakończeniu cyklu pomiarowego otrzymane dane obrabiane są przy użyciu arkusza kalkulacyjnego Excel. Na podstawie serii danych dotyczących każdego punktu pomiarowego określono zdolność systemu do tłumienia oscylacji wyników w tym punkcie. Miarą tej zdolności jest współczynnik  $k$  obliczany ze wzoru:

$$k = 20 \cdot \log \frac{\Delta N}{2 \cdot F_m} \quad [\text{dB}] \quad (16)$$

gdzie:

$F_m$  – dewiacja sygnału mierzonego,  
 $\Delta N$  – rozrzut wyników pomiarów.



Rys. 9. Charakterystyki współczynników tłumienia algorytmu wagowego uśredniania dla kilku funkcji wagi otrzymane doświadczalnie

Wyznaczone eksperymentalnie wsp.  $k$  jest odpowiednikiem współczynnika określonego wzorem (5).

Wyznaczone doświadczalnie charakterystyki współczynników tłumienia dla kilku funkcji wagi w całym badanym zakresie pomiarowym są przedstawione na rys. 9.

Przeprowadzona przez autorów analiza teoretyczna i wyniki badań eksperymentalnych wykazały, że zastosowanie algorytmu „wagowego” uśredniania przy pomiarze częstotliwości jest skutecznym sposobem poprawy właściwości tłumieniowych cyfrowej aparatury pomiarowej z częstotliwościowym nośnikiem informacji. Dzięki zastosowaniu przepelniającego się licznika i odczytywaniu jego stanu „w locie” zaobserwowano także zmniejszenie rozrzutu wyników w stanie statycznym, co świadczy o ograniczeniu błędu kwantowania w porównaniu z metodą klasyczną o takim samym czasie pomiaru. Efekt ten uwidacznia się wraz ze wzrostem liczby „schodków” zastosowanej funkcji wagi.

### Literatura

- [1] G. SAHNER: Wstęp do miernictwa cyfrowego; WKŁ, Warszawa 1982 r. (tłum. z niem.).
- [2] P. W. NOVICKIJ, W. G. KNORRING, W. S. GUTNIKOW: Cifrowe przybory c zasotnymi daczikami; Energija, 1970 r.
- [3] E. A. KARCEW: Perspektywy primenenija daczikow s zasotno-modulirowannym wychodnom signalom w sistemach izmerenija, kontrola i regulirowanija; Izmeritelnaja Technika No 11, 1993 r.
- [4] M. SYRZYCKI, L. CARR, V. WARD: CMOS Temperature sensor with Frequency Output for Sensor arrays; Canadian Conference on Very Large Scale Integration. Proceedings, Banff, Alberta, Canada, November 14-16 1993 r.
- [5] M. BOĆKOWSKA, A. ŻUCHOWSKI: Operacja uśrednionego różniczkowania i jej metrologiczne aplikacje. IV Szkoła-Konferencja MWK. Rynia 1999 r.
- [6] A. OPPENHEIM, R.W. SCHAFFER: Cyfrowe przetwarzanie sygnałów; WKŁ, Warszawa 1979 r. (tłum. z angielskiego)
- [7] J. R. JASIK i inni: Teoria i zastosowania nowych algorytmów cyfrowej obróbki sygnałów pomiarowych w systemach z częstotliwościowym nośnikiem informacji; Sprawozdanie z realizacji tematu II.02 w CPBP 02.20, Politechnika Lubelska, 1986 r.
- [8] P. P. ORNACKIJ: Awtomaticzeskije izmerenija i pribory; Wiszczaja Szkoła, Kijew 1980 r.
- [9] J. R. JASIK, G. MATEJKO, E. PAWŁOWSKI: Wągowa obróbka sygnałów w wielokanałowym systemie pomiarowym z częstotliwościowym nośnikiem informacji; XXIX Międzyuczelniana Konferencja Metrologów MKM'97, Lublin 1997 r.
- [10] J. R. JASIK, G. MATEJKO, E. PAWŁOWSKI: Wirtualny wielokanałowy system pomiarowy. Elektronizacja Nr 3/1997 r.
- [11] J. R. JASIK, G. MATEJKO: Wągowy pomiar częstotliwości w warunkach pasmowych zakłóceń addytywnych. IV Szkoła-Konferencja MWK Rynia 1999 r.
- [12] J. R. JASIK, G. MATEJKO: Komputerowe pomiary częstotliwości sygnałów impulsowych w obecności nałożonego zakłócenia sieciowego. Artykuł złożony w redakcji „Metrologia i Systemy Pomiarowe”.
- [13] LabVIEW Graphical Programming for Instrumentation, NATIONAL INSTRUMENTS Dokumentacja użytkownika, 1994 r.
- [14] HP 33120A Function Generator/Arbitrary Waveform Generator. User's Guide, Hewlett-Packard Company 1994 r.

Artykuł recenzowany

## Komputerowe Systemy Pomiarowe i Stacje Prób do Kontroli Jakości

przeznaczone do pracy przy taśmie produkcyjnej lub w laboratorium:

- pomiary rezystancji obwodu ochronnego, wytrzymałości napięciowej, prądu upływu, mocy, rezystancji uzwojeń pod napięciem itd.
- pełna automatyka testu
- programowanie parametrów testu zależnie od typu wyrobu
- archiwizacja wyników testu i numeru wyrobu
- zabudowa w szafie 19"

Posiadamy referencje renomowanych firm pracujących na naszych stacjach prób.

**mescomp**

tel. (0-65) 512 16 94

os. Jagiellońskie 7

64-000 Kościan

## karty pomiarowe



**AXIOM**  
MEASUREMENT & CONTROL

karty pomiarowe firmy

obudowy 19" komputerów i monitorów

szufladki 19" na klawiaturę

klawiatury wodoodporne i membranowe

karty wieloportowe RS232 i RS485

konwertery RS232 na RS485 i pętlę prąd.

**OPTIMUS-SEKO**

43-300 Bielsko-Biała, ul. Jutrzenki 20  
tel. (039) 124160, (033) 140101, fax (033) 140071  
e-mail: oseko@onet.pl http://www.seko.com.pl