ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1980

Seria: ELEKTRYKA z. 71 Nr kol. 656

Leszek KOWALIK, Stanisław FRYCZ

ZASTOSOWANIE STOCHASTYCZNEGO BINARNEGO PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW DO SZYBKIEGO WYZNACZANIA FUNKCJI KORELACJI

Streszczenie. W artykule przedstawiono metodę szybkiego wyznaczania funkcji korelacji opartą na stochastycznym binarnym przetwarzaniu sygnałów. Podano dokładność metody, zasadę działania oraz podstawowe parametry zbudowanego korelatora.

1. Wprowadzenie

Korelacyjne metody pomiarowe dzięki swoim zaletom coraz częściej są stosowane w metrologii. Umożliwiają one wykrywanie sygnałów okresowych przy występowaniu szumów [1], pomiar opóźnienia transportowego [2], pomiar prędkości przepływów różnych mediów i ich mieszanin [3], a także wyznaczanie charakterystyk dynamicznych liniowych układów pomiarowych [4]. Podstawą korelacyjnej metody wyznaczania charakterystyk dynamicznych liniowych układów pomiarowych jest równanie

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)\, R_x(t-\tau)dt \tag{1}$$

Funkcja korelacji wzajemnej sygnału wejściowego (wymuszającego) $x(t)$ i wyjściowego $y(t)$ wyraża się splotem funkcji autokorelacji sygnału wejściowego $R_x(\tau)$ i odpowiedzi impulsowej $g(t)$. Wyznaczenie właściwości dynamicznych układu liniowego polega na wyznaczeniu odpowiedzi impulsowej $g(t)$ z równania (1). Problem ten ulega znacznemu uproszczeniu, jeżeli sygnał $x(t)$ posiada właściwości białego szumu tzn. jeżeli jego gęstość widmowa mocy $P_{xB}(\omega)$ jest stała w paśmie częstotliwości, w którym należy określić właściwości dynamiczne układu. Wówczas równanie (1) można przekształcić do postaci

$$R_{xy}(\tau) = C\, g(\tau) \tag{2}$$

gdzie C = const.

Jak wynika z równania (2) wyznaczenie odpowiedzi impulsowej układu liniowego polega na pomiarze funkcji korelacji wzajemnej $R_{xy}(\tau)$ sygnału wejściowego x(t) i wyjściowego y(t) tego układu.

Często identyfikacja właściwości dynamicznych układów metodą korelacyjną stwarza trudności spowodowane wymaganiem wyznaczenia odpowiedzi impulsowej układu w możliwie krótkim czasie. Z takimi problemami można spotkać się np. przy wyznaczaniu odpowiedzi impulsowej układu liniowego bez zakłócenia jego pracy z wykorzystaniem do adaptacyjnego sterowania układu, którego charakterystyki dynamiczne zmieniają się w czasie. Podobny problem występuje też przy wyznaczaniu odpowiedzi impulsowej w celu ciągłego, automatycznego testowania elektromechanicznych układów dynamicznych, mającego na celu predykcję uszkodzeń przed ich pojawieniem się [5].

Poprawne rozwiązanie przykładowo podanych problemów identyfikacji możliwe jest wtedy, gdy korelator służący do tego celu posiada odpowiednie właściwości metrologiczne, gdyż dokładność i szybkość wyznaczenia odpowiedzi impulsowej układu określona jest właściwościami metrologicznymi korelatora wyznaczającego funkcję korelacji wzajemnej $R_{xy}(\tau)$, przy odpowiednim doborze parametrów sygnału wymuszającego do badanego układu. Dobre właściwości metrologiczne korelatora przy jego prostej realizacji technicznej można osiągnąć stosując metodę stochastycznego binarnego przetwarzania sygnałów (sbps).

2. Stochastyczne binarne przetwarzanie sygnałów

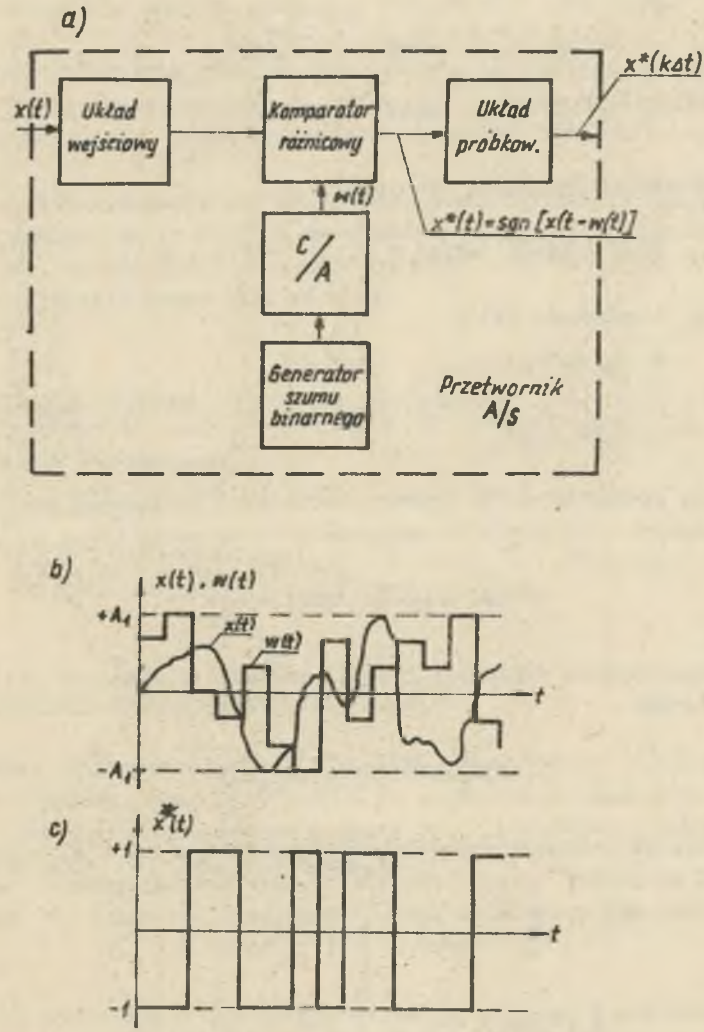
Metoda sbps polega na przetwarzaniu sygnałów x(t) i y(t) w sygnały binarne $x^*(t)$ i $y^*(t)$ i wyznaczeniu funkcji korelacji wzajemnej $R_{x^*y^*}(\tau)$, tak przetworzonych sygnałów [6]. Aby sygnały x(t) i y(t) poddać stochastycznemu binarnemu przetworzeniu należy założyć, że są one realizacjami ergodycznymi i stacjonarnymi procesów losowych X(t) i Y(t). Przez odpowiednie porównanie sygnałów x(t) i y(t) z sygnałami w(t) i z(t), będącymi realizacjami ergodycznych i stacjonarnych procesów pomocniczych W(t) i Z(t), otrzymuje się:

$$\begin{aligned} x^*(t) &= \operatorname{sgn}\left[x(t) - w(t)\right] \\ y^*(t) &= \operatorname{sgn}\left[y(t) - z(t)\right] \end{aligned} \tag{3}$$

przy czym:

$$x^*(t) = \begin{cases} +1 & \text{dla} \quad x(t) \geq w(t) \\ -1 & \text{dla} \quad x(t) < w(t) \end{cases} \tag{4}$$

$$y^{*}(t) = \begin{cases} +1 & \text{dla} \quad y(t) > z(t) \\ -1 & \text{dla} \quad y(t) < z(t). \end{cases} \tag{4}$$



Rys. 1. Binarne stochastyczne przetwarzanie sygnałów:
a) realizacja wzoru (3), b) przykładowy przebieg sygnału x(t) oraz pomocniczego sygnału w(t), c) przebieg sygnału wyjściowego $x^{*}(t)$

Porównania sygnałów x(t) i w(t) oraz y(t) i z(t) dokonuje się w komparatorach różnicowych, otrzymując na wyjściach zgodnie z równaniem (4) sygnały o wartościach ze zbioru dwuelementowego [+1, -1] (rys. 1). Funkcja korelacji wzajemnej tak przetworzonyhh sygnałów $x^{*}(t)$ i $y^{*}(t)$ wynosi [6]

$$R_{x^*y^*}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{sgn}(x-w)\operatorname{sgn}(y-z)f(x,y,w,z,)\,dx\,dy\,dw\,dz \tag{5}$$

gdzie $f(x,y,w,z)$ oznacza łączną gęstość prawdopodobieństwa procesów $X(t)$, $Y(t)$, $W(t)$ i $Z(t)$.

Zakładając ograniczoność sygnałów

$$\begin{aligned} |x(t)| &\leq A_1 \quad \text{oraz} \quad |w(t)| \leq A_1 \\ |y(t)| &\leq A_2 \quad \text{oraz} \quad |z(t)| \leq A_2 \end{aligned} \tag{6}$$

oraz niezależność statystyczną procesów:

$$X(t) \text{ i } W(t); \quad Y(t) \text{ i } Z(t); \quad W(t) \text{ i } Z(t) \tag{7}$$

otrzymuje się z równania (5)

$$R_{x^*y^*}(\tau) = \int_{-A_1}^{A_1}\int_{-A_2}^{A_2}\int_{-A_1}^{A_1}\int_{-A_2}^{A_2} \operatorname{sgn}(x-w)\operatorname{sgn}(y-z)f(x,y,\ )f(w)f(z)\,dx\,dy\,dw\,dz. \tag{8}$$

Przy założeniu stałej gęstości prawdopodobieństwa chwilowych wartości sygnałów pomocniczych $w(t)$ i $z(t)$ w zakresie przetwarzania $[-A_1, A_1]$, $[A_2, A_2]$

$$f(w) = \frac{1}{2A_1}; \quad f(z) = \frac{1}{2A_2} \tag{9}$$

oraz przy uwzględnieniu definicji funkcji znaku (4), równanie (8) upraszcza się do postaci

$$R_{x^*y^*}(\tau) = \frac{1}{A_1A_2} R_{xy}(\tau) \tag{10}$$

Ponieważ uprzednio założono ergodyczność procesów $X(t)$ i $Y(t)$, więc funkcja korelacji wzajemnej $R_{x^*y^*}(\tau)$ przetworzonych stochastycznie sygnałów $x(t)$ i $y(t)$ może być wyznaczona przez uśrednianie po czasie T jednej realizacji

$$R_{x^*y^*}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^*(t-\tau)\, y^*(t)\, dt. \tag{11}$$

Dla skończonego czasu uśredniania funkcja korelacji wzajemnej $R_{x^*y^*}(\tau)$ oszacowana będzie przez estymator $\hat{R}_{x^*y^*}(\tau)$

$$R_{x^*y^*}(\tau) \approx \hat{R}_{x^*y^*}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x^*(t-\tau)y^*(t)\, dt. \tag{12}$$

Jak wynika z wzoru (10) przetworzone stochastycznie sygnały binarne $x^*(t)$ i $y^*(t)$ posiadają z dokładnością do stałego współczynnika taką samą funkcję korelacji wzajemnej, jak sygnał $x(t)$ i $y(t)$, wobec czego problem wyznaczenia funkcji korelacji wzajemnej sygnałów $x(t)$ i $y(t)$ można rozwiązać przez wyznaczanie funkcji korelacji wzajemnej, binarnych sygnałów $x^*(t)$ i $y^*(t)$.
Takie podejście umożliwia znaczne uproszczenie korelacyjnej aparatury pomiarowej, gdyż operacje mnożenia i opóźniania sygnałów analogowych $x(t)$ i $y(t)$ zostają zastąpione przez analogiczne operacje, lecz na sygnałach binarnych.

Wzór (12), który stosuje się przy wyznaczaniu estymatora $\hat{R}_{x^*y^*}(\tau)$, można zastąpić sumowaniem ze względu na dwuwartościowy charakter realizacji $x(t-\tau)$, $y(t)$, Zakładając, że realizacje $x(t-\tau)$ i $y(t)$ są próbkowane w dyskretnych odstępach czasu Δt, oraz że

$$T = N\Delta t \tag{13}$$

gdzie N – ilość próbek realizacji $x^*(k\Delta t-\tau)\, y^*(k\Delta t)$ $(k=1,2,\ldots,N)$ poddawanych uśrednianiu,

wzór (12) przybiera postać

$$R_{x^*y^*}(\tau) \approx \hat{R}_{x^*y^*}(\tau) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} x^*(k\Delta t-\tau)\, y^*(k\Delta t), \tag{14}$$

3. Błąd estymatora funkcji korelacji $\hat{R}_{x^*y^*}(\tau)$

Wyznaczenie estymatora funkcji korelacji według wzoru (14) obarczone jest błędem statystycznym, wynikającym ze skończonego czasu pomiaru $T=N\Delta t$. Oczekiwany błąd średniokwadratowy pomiaru funkcji korelacji można obliczyć jako wariancję σ^2 estymatora $\hat{R}_{x^*y^*}(\tau)$

$$\sigma^2 = E\left[\hat{R}_{x^*y^*}(\tau)^2\right] - \left\{E\left[\hat{R}_{x^*y^*}(\tau)\right]\right\}^2 \tag{15}$$

gdzie E oznacza wartość oczekiwaną estymatora $R_{x^*y^*}(\tau)$ obliczaną statystycznie. Podstawiając wzór (14) do (15) otrzymano

$$\sigma^2 = E\left[\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} x^*(k\Delta t-\tau)y^*(k\Delta t)\right]^2 - E^2\left[\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} x^*(k\Delta t-\tau)y^*(k\Delta t)\right]$$

$$= \frac{1}{N^2}\sum_{k=1}^{N}\sum_{k'=1}^{N}\Big\{E\left[x^*(k\Delta t-\tau)y^*(k\Delta t)x^*(k'\Delta t-\tau)y^*(k'\Delta t)\right] -$$

$$- E\left[x^*(k\Delta t-\tau)y^*(k\Delta t)\right]\, E\left[x^*(k'\Delta t-\tau)y^*(k'\Delta t)\right]\Big\} \tag{16}$$

Przekształcając wyrażenie (16) można wykazać, że oczekiwany błąd średniokwadratowy składa się z dwóch składników

$$\sigma^2 = A + B \tag{17}$$

gdzie A to suma diagonalnych (k=k') składników równania (16), natomiast B - pozostałych (k≠k').
Składnik A równa się

$$A = \frac{1}{N}\left\{1 - E^2\left[x^*(k\Delta t-\tau)y^*(k\Delta t)\right]\right\} \tag{18}$$

Składnik B równa się

$$B = \frac{1}{N^2}\sum_{k=1}^{N}\sum_{\substack{k'=1\\k'\neq k}}^{N}\left\{E\left[x^*(k\Delta t-\tau)y^*(k\Delta t)x^*(k'\Delta t-\tau)y^*(k'\Delta t)\right] - \right.$$

$$\left. - E\left[x^*(k\Delta t-\tau)y^*(k\Delta t)\right]\ E\left[x^*(k'\Delta t-\tau)y^*(k'\Delta t)\right]\right\} \tag{19}$$

W wyrażeniu (17) zwykle składnik A jest składnikiem dominującym [7]. Wartość składnika B można minimalizować przez odpowiedni dobór widma sygnałów odniesienia w(t) i z(t) oraz częstotliwości próbkowania $f_p = (\Delta t)^{-1}$, przy zadanym widmie sygnałów x(t) i y(t) [8]. Przy odpowiednim doborze składnik B można pominąć w wyrażeniu na oczekiwany błąd średniokwadratowy.

$$\sigma^2 \approx \frac{1}{N}\left\{1 - E^2\left[x^*(k\Delta t-\tau)y^*(k\Delta t)\right]\right\} = \frac{1}{N}\left[1 - \hat{R}^2_{x^*y^*}(\tau)\right] \tag{20}$$

Jak wynika z równania (20) przy pełnym skorelowaniu sygnałów $x^*(k\Delta t-\tau)$ i $y^*(k\Delta t)$ błąd średniokwadratowy $\sigma^2 = 0$, gdyż $\hat{R}_{x^*y^*}(\tau) = 1$. Błąd ten przyjmuje wartość maksymalną wtedy, gdy sygnały $x^*(k\Delta t-\tau)$ i $y^*(k\Delta t)$ są nieskorelowane.

Maksymalne odchylenie standardowe estymatora $\hat{R}_{x^*y^*}(\tau)$ osiąga wartość

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{N}} \tag{21}$$

Odnosząc σ do zakresu zmienności funkcji korelacji binarnych procesów stochastycznych wynoszącego

$$R_{x^*y^*}(\tau)_{max} - R_{x^*y^*}(\tau)_{min} = 1 - (-1) = 2$$

i mnożąc przez 100 otrzymuje się względne procentowe odchylenia standardowe σ^o estymatora $\hat{R}_{x^*y^*}(\tau)$

$$\sigma^{o} = \frac{50}{\sqrt{N}}\%$$

Przy normalnym rozkładzie odchyleń estymatora $\hat{R}_{x*y*}(\tau)$ można z prawdopodobieństwem 0,997 twierdzić, że względna procentowa niepewność graniczna oceny $\hat{R}_{x*y*}(\tau)$ wynosi

$$\Delta^{o} = 3\ \frac{50}{\sqrt{N}}\% \tag{23}$$

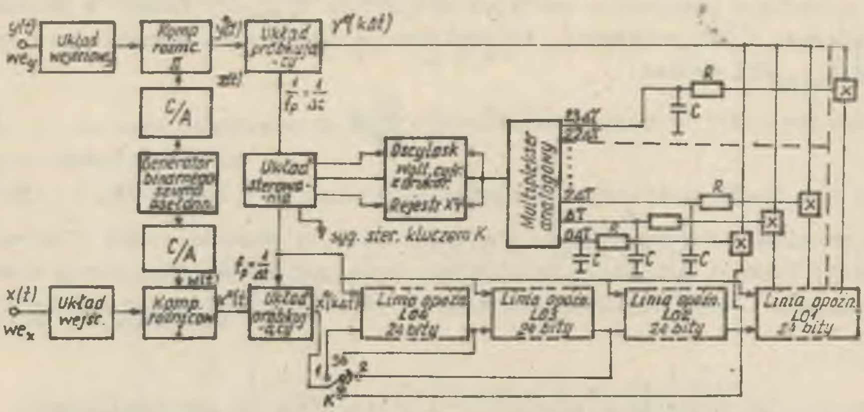
gdzie N - ilość dyskretnych wartości uśrednianych w czasie T.

W rozwiązaniach technicznych można dowolnie minimalizować fluktuacje wartości funkcji korelacji dobierając rozsądnie odpowiednią stałą czasową uśredniania i częstotliwość próbkowania binarnych realizacji stochastycznych.

4. Techniczna realizacja korelatora z przetwarzaniem stochastycznym

W oparciu o algorytm (14) praktycznie zrealizowano uniwersalny korelator stochastyczny o strukturze równoległej, którego uproszczony schemat blokowy przedstawia rys. 2. Zadaniem układów wejściowych jest dostosowanie sygnałów x(t) i y(t) do zakresu przetwarzania przetworników analogowo-stochastycznych (A/S) zgodnie z wzorem (6). Ważne jest, aby oba układy wejściowe przenosiły sygnały x(t) i y(t) bez zniekształceń amplitudowych i fazowych w całym pasmie przetwarzania korelatora. Jako źródło pomocniczych sygnałów w(t) i z(t) zastosowano generator binarnego sygnału pseudoprzypadkowego (bsp) zbudowany z dwóch łańcuchów rejestrów przesuwnych, sprzężonych ze sobą w ten sposób, aby generowany ciąg impulsów binarnych był ciągiem o maksymalnej długości. Generator bsp generuje dwa statystycznie niezależne ciągi impulsów zgodnie z wymaganiami (7). Okres bsp został tak dobrany, że jest on o wiele dłuższy od czasu wyznaczania funkcji korelacji, w związku z czym pseudoprzypadkowe sygnały pomocnicze można traktować jako sygnały przypadkowe. Powyższy generator umożliwia uzyskanie praktycznie niezmiennych w czasie i temperaturze charakterystyk statystycznych sygnałów pomocniczych w(t) i z(t) oraz łatwy dobór widma sygnałów pomocniczych w(t) i z(t) przez zmianę częstotliwości traktowania rejestrów przesuwnych. Zastosowanie generatorów szumu analogowego jako źródeł sygnałów pomocniczych nie pozwala na uzyskanie podobnych rezultatów [9].

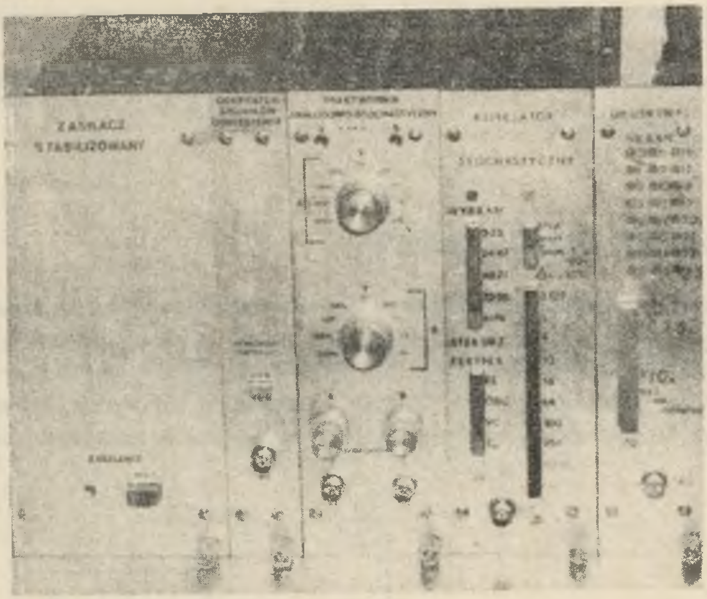
Binarne sygnały pomocnicze z generatora bsp przetwarzane są za pomocą przetworników C/A w sygnały schodkowe, przy czym prawdopodobieństwa przyjęcia określonych poziomów przez te sygnały są stałe w całym zakresie przetwarzania przetworników A/S zgodnie z wzorem (9). Komparatory różnicowe I i II dokonują porównania sygnałów x(t) i y(t) z sygnałami pomocniczymi w(t) i z(t) zgodnie ze wzorem (4), przy czym na ich wyjściach występują sygnały x*(t) i y*(t) o wartościach ze zbioru dwuelementowego [+1, -1], Sygnały x*(t) i y*(t) są następnie próbkowane w odstępach czasu Δt wyzna-



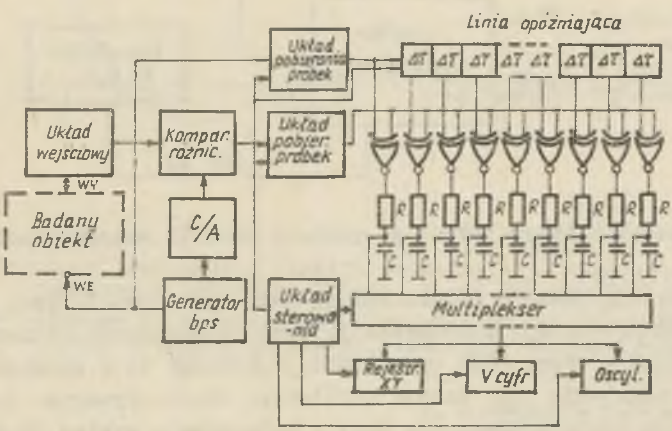
Rys. 2. Schemat blokowy korelatora z binarnym przetwarzaniem stochastycznym

czonym przez układ sterujący. W kanale "x" próbki są wprowadzane do linii opóźniającej LO1 zbudowanej z 24-bitowego rejestru przesuwnego. Opóźnione próbki sygnałów $x^*(k\Delta t - l\Delta\tau)$ (gdzie l=0,1,...,23) są wymnażane z próbkami $y^*(k\Delta t)$ za pomocą 24 układów scalonych Exclusive-OR z negacją. Uśrednianie wyników mnożenia dokonywane jest przez 24 układy uśredniające typu RC. Wartości estymatora funkcji korelacji wzajemnej $\hat{R}_{x^*y^*}(l\Delta\tau)$ dla kolejnych opóźnień elementarnych $l\Delta\tau$ (gdzie l=0,1,...,23) są podawane za pomocą analogowego multipleksera współpracującego z układami uśredniania i sterowanego z układu sterowania do urządzeń wyjściowych (woltomierz cyfrowy z drukarką, rejestrator XY i oscyloskop). Po wyznaczeniu wartości $\hat{R}_{x^*y^*}(l\Delta\tau)$ dla l=0,1,...,23 układ sterowania automatycznie przełącza klucz K (rys. 2) w pozycję 2 i w kanale "x" zostaje dodatkowo włączona linia opóźniająca LO2. Zostają wtedy wyznaczone wartości $\hat{R}_{x^*y^*}(l\Delta\tau)$ dla l=24,25,...,47. Linia opóźniające LO3 i LO4 pozwalają wyznaczyć $\hat{R}_{x^*y^*}(l\Delta\tau)$ dla l=48, ...,71 oraz dla l=72, ..., 95. Takie szeregowe włączanie linii opóźniających zapewnia rozszerzenie zakresu mierzonych opóźnień oraz pozwala na dokładniejsze odtworzenie korelogramu, co w pewnych zastosowaniach jest celowe. Powyższe zalety są jednak przyczyną zmniejszenia szybkości wyznaczania $\hat{R}_{x^*y^*}(l\Delta\tau)$. Przedstawiony korelator może służyć do wyznaczenia odpowiedzi impulsowej układów liniowych przy analogowym (szum biały) lub binarnym sygnale wymuszającym x(t). Widok wykonanego korelatora przedstawia rys. 3.

Znaczne uproszczenie konstrukcyjne można osiągnąć stosując korelator o tej samej zasadzie działania jak przedstawiono powyżej, lecz przeznaczony do wyznaczania odpowiedzi impulsowej tylko przy binarnych sygnałach wymuszających x'(t). Schemat blokowy takiego specjalistycznego przyrządu przedstawia rys. 4. Przyrząd ten zawiera tylko jeden przetwornik analogowo-sto-



Rys. 3. Widok skonstruowanego korelatora stochastycznego



Rys. 4. Schemat blokowy specjalistycznego przyrządu do wyznaczania odpowiedzi impulsowej

chastyczny (A/S) z jednym sygnałem pomocniczym. Przy analogicznych założeniach jak w pkt. 2 można wykazać, że estymator odpowiedzi impulsowej $\hat{g}(\tau)$ jest równy

$$\hat{g}(\tau) = \frac{\Delta^2}{C}\hat{R}_{x'y^*}(\tau) = \sigma\hat{R}_{x'y^*}(\tau) \tag{24}$$

gdzie

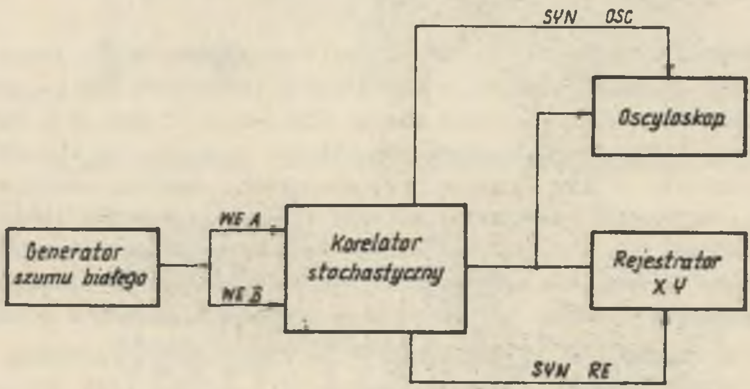
$\hat{R}_{x',y^*}(\tau)$ - estymator funkcji korelacji wzajemnej binarnego sygnału x(t) i przetworzonego stochastycznie sygnału y*(t),

A_2 - połowa zakresu przetwarzania przetwornika stochastycznego sygnału y(t),

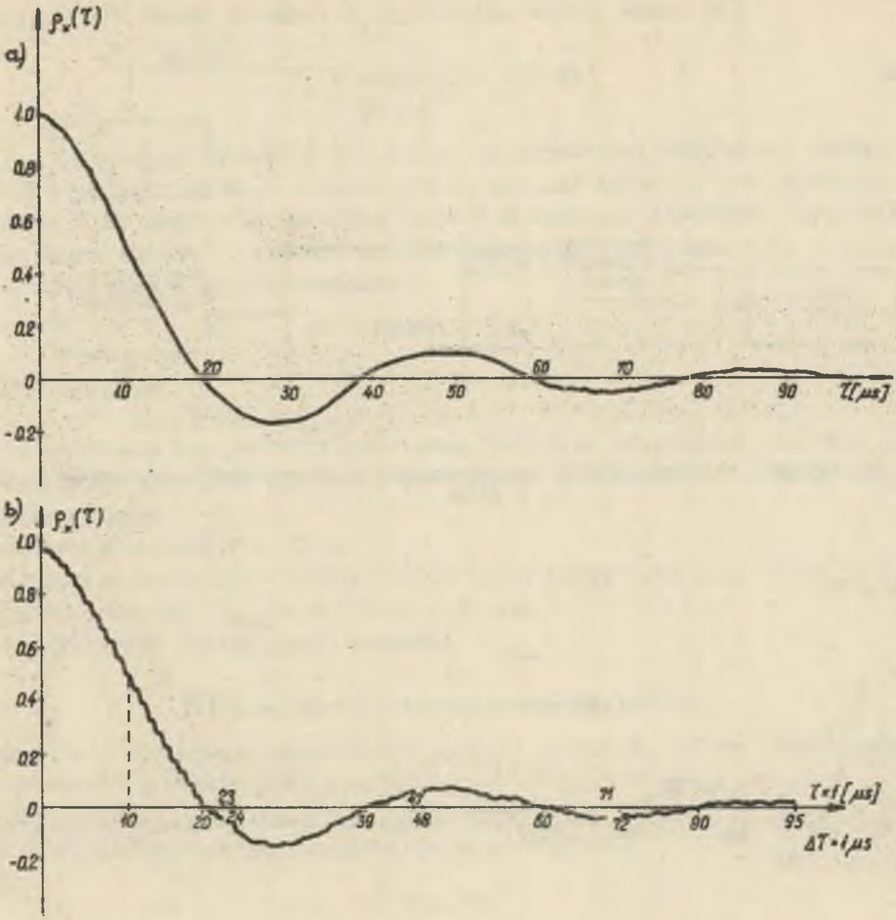
C, C' - stałe.

5. Przykłady pomiarów funkcji korelacji

Za pomocą skonstruowanego korelatora stochastycznego [10] wykonano pomiar funkcji autokorelacji szumu białego. Do pomiaru wykorzystano generator szumu białego typu NRG 201 firmy VEB MESSELEKTRONIK generujący szum biały w pasmie od 20 Hz do 20 kHz. Pomiar wykonano w układzie podanym jak na rys. 5. Na rys. 6b przedstawiono wyznaczoną za pomocą korelatora stochastycznego unormowaną funkcję autokorelacji badanego szumu. Na rys. 6a przedstawiono unormowaną funkcję autokorelacji tego samego szumu wyznaczoną korelatorem analogowym firmy DISA typu 55D70. Przebiegi te w granicach błędu rejestracji pokrywają się. Zaletą korelatora stochastycznego jest przede wszystkim czas pomiaru wynoszący wraz z rejestracją wyniku 52 s. Czas wyznaczenia funkcji autokorelacji szumu białego korelatorem Disa wyniósł około 45 minut. Drugą zaletą korelatora stochastycznego jest dyskretyzacja czasu opóźnienia, pozwalająca na dokładniejsze wyznaczenie punktów charakterystycznych korelogramu (dokładność opóźnienia przebiegu $x^*(k\Delta t-\tau)$ określona jest dokładnością zastosowanego generatora kwarcowego). Wykonano również pomiar odpowiedzi impulsowej metodą korelacyjną czwórnika pasywnego pokazanego na rys. 7. Częstotliwość drgań własnych tego czwórnika wynosi

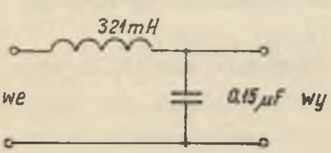


Rys. 5. Schemat blokowy układu do pomiaru funkcji autokorelacji



Rys. 6. Przebieg unormowanej funkcji autokorelacji szumu białego generowanego przez generator NRG-201 firmy VEB MESSELEKTRONIK:
a) pomiar wykonany za pomocą korelatora analogowego firmy DISA 55D70, b) pomiar wykonany za pomocą korelatora stochastycznego

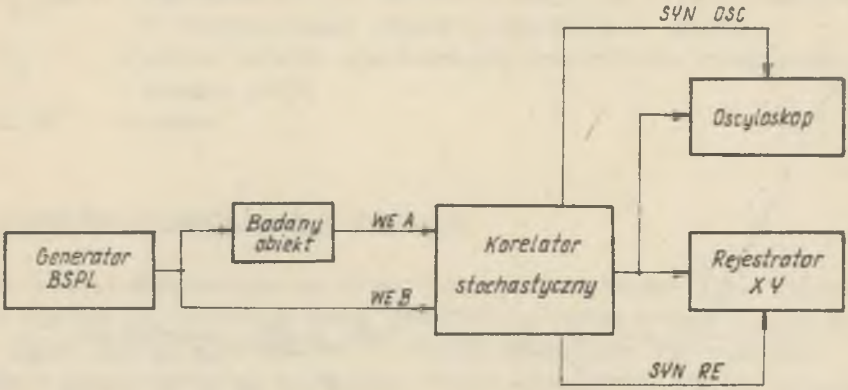
$$f_o = \frac{1}{2\sqrt{LC}} = 725 \text{ Hz} \qquad (25)$$



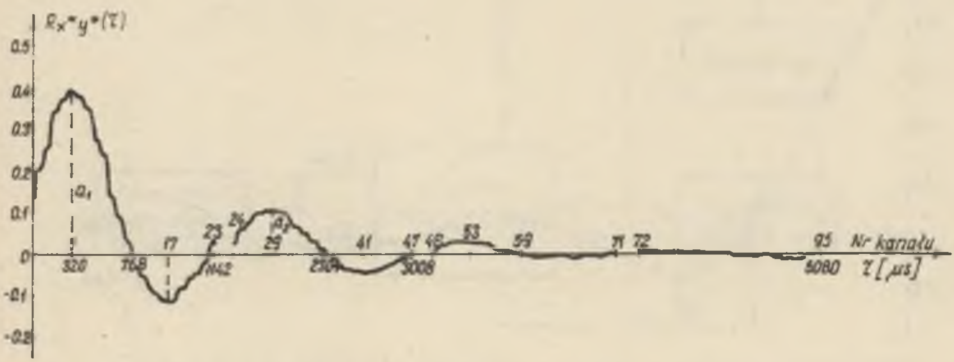
Rys. 7. Schemat badanego czwórnika reaktancyjnego

Jako sygnał testowy zastosowano binarny sygnał pseudolosowy taktowany z częstotliwością $f_t = 10^4$ Hz i o okresie

$$T = N\frac{1}{f_t} = (2^n-1)\Delta t = (2^{14}-1)\Delta t = 1{,}6383 \text{ s.}$$



Rys. 8. Schemat blokowy układu do wyznaczania odpowiedzi impulsowej czwórnika



Rys. 9. Odpowiedź impulsowa badanego czwórnika

Dobierając powyższą częstotliwość taktowania f_t zapewniono spełnienie wymagania, aby gęstość widmowa mocy sygnału wymuszającego (testowego) była stała w pasmie częstotliwości przenoszenia badanego czwórnika. Pomiar wykonano w układzie pokazanym na rys. 8. Na rys. 9 przedstawiono wyznaczoną eksperymentalnie odpowiedź impulsową badanego czwórnika.

Na podstawie zarejestrowanego wyniku obliczono tłumienie czwórnika stosując wzór przybliżony [4]

$$\xi = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{a_1}{a_2} = 0,22 \tag{26}$$

Częstotliwość drgań własnych f_0 wyznaczono według wzoru [4]

$$f_0 = \frac{f}{\sqrt{1 - \xi^2}} = 715\ \mathrm{Hz} \qquad (27)$$

gdzie, f to częstotliwość drgań gasnących odpowiedzi impulsowej czwórnika. Należy zauważyć, że błąd wyznaczenia f_0 wyniósł tylko 1,4% w stosunku do obliczonej na podstawie wartości elementów badanego czwórnika częstotliwości drgań własnych. Głównym źródłem powstania tego błędu jest urządzenie peryferyjne - rejestrator XY.

6. Podsumowanie

Na podstawie przeprowadzonych badań [10] oraz przyjętych założeń konstrukcyjnych określono parametry zbudowanego korelatora z przetwarzaniem stochastycznym:

- zakres napięciowy 0 - 10 V,
- podzakresy napięciowe 0,001; 0,003; 0,01; 0,03; 0,1; 0,3; 1; 3; 10 V,
- zakres opóźnień τ_{max} = 2,875 μs - 95 ms,
- rozdzielczość nastawialnej wartości τ_{max}

$$\Delta\tau = 0{,}125;1;4;10;16;64;100;256;1000\ \mu s,$$

- możliwość szerokiego zwiększania zakresu opóźnień przez zastosowanie taktowania zewnętrznego,
- częstotliwość graniczna f_g = 500 kHz,
- błąd wynikający ze skończonego czasu uśredniania

$$\Delta^0\,\% \leq 1\%,$$

- błąd liniowości przetwornika A/S [11]

$$\delta_L^0\% \leq 2\%,$$

- czas pomiaru 24 wartości funkcji korelacji

dla $\Delta\tau \leq 16\ \mu s$ $\quad T_{1pom} = 1s$

$\Delta\tau \geq 64\ \mu s$ $\quad T_{2pom} = 40s$,

- czas rejestracji 24 wartości funkcji korelacji przy współpracy korelatora z rejestratorem

$$T_{rej} = 12\ s,$$

- łączny czas pomiaru i rejestracji 96 wartości funkcji korelacji

dla $\Delta\tau \leq 16\,\mu s$ $T = 4T_{1pom} + 4T_{rej} = 52$ s

$\Delta\tau \geq 64\,\mu s$ $T = 4T_{2pom} + 4T_{ref} = 3$ min 38s.

Oceniając parametry korelatora z binarnym przetwarzaniem stochastycznym można stwierdzić, że pozwala on w sposób szybki wyznaczać funkcję korelacji przy stosunkowo dużej dokładności oraz szerokim pasmie częstotliwościowym sygnałów wejściowych. Trzeba podkreślić, iż istnieje możliwość znacznego polepszenia parametrów metrologicznych korelatora działającego w oparciu o przedstawiony algorytm w wyniku zastosowania szybkich komparatorów analogowych i szybkich układów scalonych wykonanych inną technologią niż TTL (np. ECL, C-MOS SOS).

Skonstruowanie korelatora o podobnych parametrach, jak opisany powyżej w technice analogowej związane jest z wielokrotnie wyższym nakładem technicznym i finansowym. Wynika to z faktu, że osiągnięcie powyższych parametrów możliwe jest tylko przy równoległej strukturze korelatora, a koszt jednego kanału wykonanego techniką analogową jest wielokrotnie wyższy od kosztu kanału przedstawionego korelatora. Uzyskanie podobnych parametrów w technice cyfrowej jest znacznie droższe, gdyż rolę linii opóźniającej spełnia pamięć, a funkcje układu mnożącego i uśredniającego spełnia arytmometr. Układ sterujący korelatora cyfrowego jest skomplikowany ze względu na znaczną liczbę rozkazów, jakie musi wydawać (rozkazy przekazywania informacji z pamięci do arytmometru, rozkazy wykonywania obliczeń, wprowadzania wyników itp.).

Przedstawiony algorytm wyznaczania funkcji korelacji pozwala na wyznaczenie funkcji korelacji dowolnych procesów X(t) i Y(t) stacjonarnych i ergodycznych. Należy podkreślić, że większość korelatorów służących do pomiaru opóźnienia transportowego, a opartych o takie metody, jak: metoda uśredniania warunkowego, kompensacyjna, znakowa, przekaźnikowa i inne, umożliwia prawidłowy pomiar tylko dla normalnych procesów X(t) i Y(t). Przedstawiona metoda może być stosowana do pomiaru opóźnienia transportowego oraz związanych z nim innych parametrów (prędkość, przyspieszenia itp.) w takich warunkach, gdy procesy X(t) i Y(t) nie są procesami normalnymi [8]. Metoda ta nadaje się szczególnie do szybkiego wyznaczania odpowiedzi impulsowej układów, przy czym zastosowanie binarnego sygnału wymuszającego pozwala na znaczne uproszczenie układu pomiarowego (rys. 4).

LITERATURA

[1] Bendat I.S., Piersol A.G.: Metody analizy i pomiaru sygnałów losowych, WNT, Warszawa 1976.

[2] Mesch F., Fritsche R., Kipphan H.: Transit time correlation a survey on its applications to measuring transport phenomena, Trans.ASME. J. of Dynamics Systems, Measurement and Control, 96, December 1974.

[3] Zieliński J.: Metody korelacyjne pomiaru prędkości i natężenia przepływu płynów. Prace Naukowe Inst. Techniki Cieplnej i Mechaniki Płynów, seria: Konferencja, nr 20/2, Wrocław 1977.

[4] Hagel R.: Miernictwo dynamiczne. WNT, Warszawa 1975.

[5] Peatman B.J.: Projektowanie systemów cyfrowych. WNT, Warszawa 1976.

[6] Michelsen K.F.: Statistische Mittelwerts- und Korelationseigenschaften von PBM mit Anwendungen in der stochastischen Messtechnik, Mer 17/1974.

[7] Kindlman P.J., Hooper E.B.: High Speed Correlator. The Review of Scientific Instruments, vol 39, nr 6, June 1968.

[8] Gribanow Ju.I. i dr.: Awtomaticzeskije cifrowyje korelatory. Energia, Moskwa 1971.

[9] Mazurek J.: Przetwornik analogowo-cyfrowy ze stochastycznym sygnałem odniesienia. Praca dypl. IMEiE Politechniki Śląskiej, marzec 1978.

[10] Frycz S.: Korelator,z przetwarzaniem stochastycznym. Praca dypl. IMEiE Politechniki Śląskiej, kwiecień 1979.

[11] Prusko A.: Dwukanałowy przetwornik napięciowego sygnału analogowego w binarny sygnał stochastyczny z przeznaczeniem do korelatora stochastycznego. Praca dypl. IMEiE Politechniki Śląskiej wrzesień 1978.

ПРИМЕНЕНИЕ СТОХАСТИЧЕСКОГО БИНАРНОГО МЕТОДА К БЫСТРОМУ ОПРЕДЕЛЕНИЮ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

Р е з ю м е

В статье обсуждается принцип действия быстродействующего коррелятора,работающего по методу опорного сигнала. Приводятся погрешности метода, основные конструкционные данные и параметры построенного коррелятора.

APLICATION OF THE STOCHASTIC BINARY PROCEDURE FOR HIGH SPEED COMPUTATION OF THE CORRELATION FUNCTION

S u m m a r y

The article presents the high speed computation procedure of the correlation function of two signals, based on the binary probabilistic conversion of input signals. The method accuracy, main constructional features and parameters of correlater prototype are discribed in detail.