

doi:10.15199/48.2015.11.54

Analiza możliwości zastosowania procesorów sygnałowych w pomiarach parametrów światłowodów

Streszczenie. W celu wykorzystania DSP do pomiaru parametrów światłowodu zaproponowano podpróbkowanie jego sygnału wyjściowego. Przeanalizowano kilka algorytmów podpróbkowania i na podstawie symulacji oszacowano dokładność metod pomiarowych, wynikającą z wahań częstotliwości próbkowania oraz sygnału. Zaproponowano algorytm wyznaczania odpowiedzi układu, minimalizujący te błędy.

Abstract. Undersampling of optical fiber's output signal is suggested in order to apply DSP to measure its parameters. Some methods of undersampling were analysed. Accuracy of particular method was estimated, assuming fluctuations of sampling and signal's frequencies. An algorithm minimizing errors caused by these fluctuations was proposed. (*Analysis of adaptability of DSP to measurement of optical fiber's parameters*)

Keywords: undersampling, rectangular wave, optical fiber, frequency fluctuations

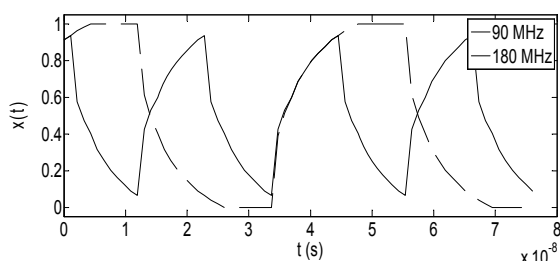
Słowa kluczowe: podpróbkowanie, światłowody

Wstęp

Cyfrowe procesory sygnałowe (DSP) są w niewielkim stopniu wykorzystywane w pomiarach parametrów światłowodowych sieci telekomunikacyjnych. Przyczyną są ich niewielkie częstotliwości pracy w porównaniu z pasmem przenoszenia światłowodu. Ciągły postęp w zakresie DSP, a szczególnie wzrost częstotliwości próbkowania procesorów sygnałowych do kilkuset MHz pozwala realnie myśleć o ich zastosowaniu w pomiarach parametrów sieci światłowodowych, wykorzystaniu ich łatwości programowania oraz kształtowania wymaganych parametrów. Tematem pracy jest opis metody, pozwalającej na wykorzystanie DSP w pomiarach optycznych sieci transmisyjnych danych oraz analiza zakresu jej wykorzystania i błędów pomiarowych.

Sygnał wyjściowy światłowodu pobudzonego falą prostokątną

Kształt sygnału wyjściowego światłowodu zależy nie tylko od kształtu i widma sygnału wejściowego, ale również od parametrów samego włókna, jego długości, średnicy rdzenia i profilu refrakcyjnego [1-4]. W światłowodach jednomodowych podstawowym czynnikiem deformującym sygnał jest dyspersja chromatyczna, zaś w wielomodowych - dyspersja modowa. Niezależnie jednak od rodzaju światłowodu, gdy jest on pobudzany falą prostokątną, jego sygnał wyjściowy jest okresowy. Przykładowe wyniki obliczeń sygnału wyjściowego przedstawiono na rys. 1.



Rys 1. Odpowiedzi światłowodu na sygnały prostokątne o częstotliwościach 90 i 180 MHz

Obliczenia wykonano w przypadku światłowodu o długości 100 m i średnicy rdzenia 62,5 μm , pobudzonego monochromatycznym promieniowaniem o długości fali 1550 nm. Współczynniki załamania fali elektromagnetycznej w rdzeniu i płaszczu są równe odpowiednio: 1,48 i 1,46. Stałe propagacji poszczególnych modów wyznaczono rozwiązując równanie Hondros – Debye, zaś ze względu na długość włókna założono ustalony międzymodowy rozkład

mocy [3]. Pominięto czasy narastania źródła promieniowania oraz odbiornika, które zwiększają zniekształcenia sygnału wyjściowego i dodatkowo ograniczają pasmo transmisyj.

Idea proponowanej metody

Wyniki symulacji, przedstawione na rys. 1 wykazują, że w przypadku światłowodu wielomodowego częstotliwości próbkowania rzędu kilkuset MHz są wystarczające, aby zgodnie z twierdzeniem Shannona można było dokonać próbkowania jego sygnału wyjściowego, ale niewystarczające w przypadku światłowodu jednomodowego, ze względu na jego wielokrotnie szersze pasmo [4]. Stąd wynika propozycja wykorzystania podpróbkowania do pomiarów sygnału wyjściowego sieci optycznych w celu zastosowania DSP [5-7].

Sygnał wyjściowy $x_0(t)$ światłowodu, pobudzonego falą prostokątną o częstotliwości f_0 jest sygnałem okresowym o tej samej częstotliwości, może więc być zapisany w postaci szeregu Fouriera.

$$(1) \quad x_0(t) = A_0 + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot m \cdot f_0 \cdot t + \varphi_m).$$

Okres sygnału wyjściowego jest reprezentowany przez N próbek. Jeśli N jest potęgą liczby 2, umożliwia to zastosowanie algorytmu szybkiego przekształcenia Fouriera (FFT), który może być zrealizowany za pomocą zestawu filtrów cyfrowych. Ze względu na wartości częstotliwości f_0 i możliwych do osiągnięcia w DSP okresów próbkowania T_{d0} kolejne próbki sygnału x_0 muszą być pobierane co M pełnych okresów sygnału, z opóźnieniem T/N , dlatego okres próbkowania T_{d0} musi spełniać następujący warunek [5-7]

$$(2) \quad T_{d0} = T_0 \cdot \left(M + \frac{1}{N} \right),$$

przy czym $T_0 = 1/f_0$.

W przypadku, gdy generatory sygnału wejściowego światłowodu oraz DSP są idealne, zagadnienie jest trywialne. Sygnał może być podpróbkowany z dowolnymi wartościami M i N i w każdym przypadku można bezbłędnie odtworzyć mierzony sygnał. W rzeczywistych układach pomiarowych częstotliwości obu generatorów są obciążone błędami. Ich rzeczywiste parametry można zapisać w następującej postaci:

$$(3) \quad f = f_0 \cdot (1 + \delta f),$$

$$(4) \quad T_d = T_{d0} \cdot (1 + \delta T_d),$$

przy czym δf i δT_d oznaczają odpowiednio względne błędy częstotliwości sygnału wejściowego i czasu próbkowania.

Uwzględniając powyższe, wartości próbek sygnału wyjściowego można zapisać za pomocą następującego wzoru

$$(5) \quad x_1(k) = A_0 + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \cdot \cos \left[\frac{2 \cdot \pi \cdot m \cdot k (MN + 1)}{N} (1 + \delta \varphi) + \varphi_m \right],$$

gdzie

$$(6) \quad \delta \varphi = \delta f + \delta T_d + \delta f \cdot \delta T_d.$$

W celu zmniejszenia przypadkowych błędów pomiaru, ostateczne wartości każdej próbki zostaną obliczone jako średnia arytmetyczna k-tych próbek z Q okresów.

$$(7) \quad \bar{x}_1(k) = \frac{1}{Q} \cdot \sum_{q=1}^Q x_1(k + q \cdot N)$$

W tym przypadku całkowity czas pomiaru będzie równy $Q \cdot (M \cdot N + 1) \cdot T_0$.

W dotychczasowych rozważaniach nie uwzględniono zjawiska aliasingu. W celu jego uniknięcia należy zastosować filtr dolnoprzepustowy, ograniczający pasmo mierzonego sygnału. Realizacja filtra dolnoprzepustowego, którego pasmo przenoszenia odpowiada rozpatrywanym częstotliwościom sygnału, jest zadaniem trudnym, dlatego zostanie on zastąpiony układem całkującym, działającym w czasie jednego okresu próbkowania. Sygnał wyjściowy integratora $y(t)$ może być zapisany w następującej postaci

$$(8) \quad y(t) = \int_{t-T/2 \cdot N}^{t+M \cdot T + T/2 \cdot N} x(t) \cdot dt = \frac{A_0 \cdot T \cdot (M \cdot N + 1)}{N} + \frac{T}{N} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} A_m \cdot \frac{\sin \left(\frac{m \cdot \pi}{N} \right)}{\frac{m \cdot \pi}{N}} \cdot \cos(2 \cdot m \cdot \pi \cdot f \cdot t + \varphi_m)$$

Z wzoru (8) wynika, że poszczególne harmoniczne sygnału wyjściowego integratora są tłumione ze współczynnikiem $\sin(m\pi/N)/(m\pi/N)$. Współczynnik tłumienia $N/2$ harmonicznej jest równy $2/\pi$, co ogranicza pasmo sygnału zgodnie z twierdzeniem Shannona - Kotelnikowa. Widoczny jest wzrost składowej stałej sygnału, co może prowadzić do nasycenia integratora, ale to niekorzystne zjawisko może być w prosty sposób wyeliminowane przez podanie wartości początkowej. Z wzoru (8) wynika, że próbki sygnału $y(t)$ są przesunięte w czasie o $T/2N$ względem próbek sygnału $x_1(t)$.

W celu odtworzenia pierwotnego sygnału, jego poszczególne harmoniczne należy wzmacnić $(m\pi/N)/\sin(m\pi/N)$ razy, zachowując fazę sygnału. Oznacza to, że sygnał wyjściowy integratora należy podać na wejście filtra o transmitancji $H(f)$, która musi spełniać następujący warunek

$$(9) \quad X_2(m \cdot f_0) = H(m \cdot f_0) \cdot Y(m \cdot f_0),$$

przy czym $X_2(f)$ i $Y(f)$ są widmami sygnału $y(t)$ i sygnału wyjściowego filtra $x_2(t)$, zaś $m = 0 \dots N-1$.

Filtr, opisany wzorem (9) może być zrealizowany w postaci filtra o skończonej odpowiedzi impulsowej danej wzorem

$$(10) \quad H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \cdot z^{-n},$$

gdzie

$$(11) \quad h(n) = \frac{1}{T \cdot (M \cdot N + 1)} + (-1)^n \cdot \frac{\pi}{2 \cdot T} + \frac{2}{T} \cdot \sum_{m=1}^{N/2-1} \frac{\frac{m \cdot \pi}{N} \cdot \cos \frac{2 \cdot m \cdot n \cdot \pi}{N}}{\sin \frac{m \cdot \pi}{N}}.$$

W przypadku zastosowania w integratorze wartości początkowej, współczynnik $h(0)$ musi zostać proporcjonalnie zmniejszony.

Analogicznie, jak podczas podpróbkowania bez użycia integratora, również to próbkowanie sygnału powinno być przeprowadzone w ciągu Q okresów, a do dalszej analizy powinny zostać użyte wartości średnie sygnału $x_2(k)$.

$$(12) \quad \bar{x}_2(k) = \frac{1}{Q} \cdot \sum_{q=1}^Q x_2(k + q \cdot N)$$

W celu oceny dokładności obu przedstawionych metod przeprowadzono symulację ich działania w środowisku obliczeniowym MATLAB. W obu przypadkach obliczenia zostały powtórzone $P=10^5$ razy, oddzielnie dla każdej harmonicznej. Kryterium oceny metody był średni błąd względny, zdefiniowany za pomocą wzoru

$$(13) \quad \delta_i = \frac{\sum_{p=1}^P \sum_{k=0}^{N-1} \left| \bar{x}_i(k) - A_m \cdot \cos \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot m \cdot k}{N} + \varphi_m \right) \right|}{P \cdot N \cdot A_m},$$

gdzie $i=1$ lub $i=2$, oraz jego wariancja

$$(14) \quad \sigma_i^2 = \frac{1}{P} \cdot \sum_{p=1}^P (\delta_{ip} - \delta_i)^2,$$

przy czym δ_{ip} oznacza błąd, otrzymany podczas p-tej symulacji.

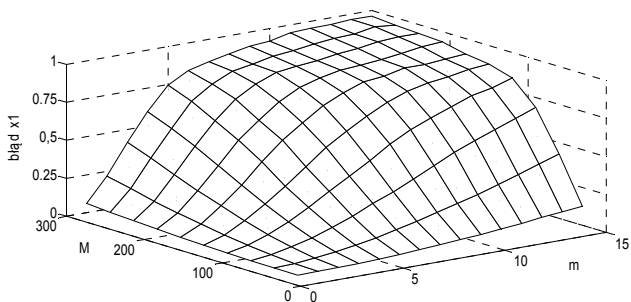
Symulacje były przeprowadzane przy różnych rozkładach prawdopodobieństwa błędów δf i δT_d . Najbardziej niekorzystny okazał się przypadek, w którym funkcje gęstości prawdopodobieństwa błędów $p(f)$ i $p(T_d)$ były prostokątne i dane za pomocą wzorów:

$$(15) \quad p(f) = \frac{1}{f_0 \cdot \delta f} \cdot \text{rect} \left(\frac{1}{f_0 \cdot \delta f} - f_0 \right),$$

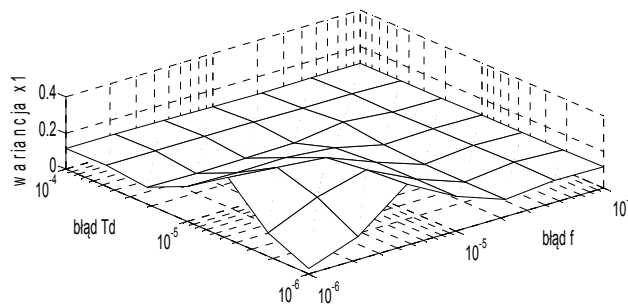
$$(16) \quad p(T_d) = \frac{1}{T_{d0} \cdot \delta T_d} \cdot \text{rect} \left(\frac{1}{T_{d0} \cdot \delta T_d} - T_{d0} \right).$$

Założono również, że czas pomiaru jest na tyle krótki, że odchyłki czasu próbkowania i częstotliwości sygnału są niezmiennie w czasie, co powoduje sumowanie błędów w kolejnych pomiarach. Wyniki tych symulacji przedstawiono na rysunkach 2 - 13.

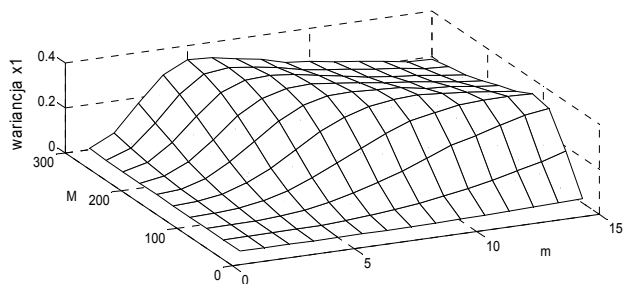
Wyniki symulacji, przedstawione na rysunkach 2-13 wykazują ograniczone możliwości zastosowania metody do pomiarów parametrów światłowodów. Zadowolającą dokładność pomiarów osiąga się przy niewielkich wartościach M i N, a podstawowym ograniczeniem jest liczba powtórzeń pomiarów Q. Zastosowanie układu całkującego w roli filtra dolnoprzepustowego w niewielkim stopniu zmniejsza błędy metody, zwiększa zaś ich wariancję.



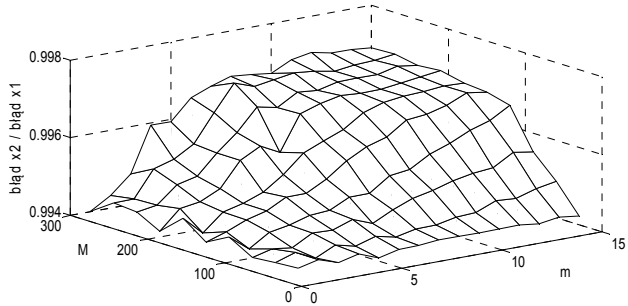
Rys.2. Zależność błędu δ_1 od rzędu harmonicznej m i krotności częstotliwości M , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $Q = 5$, $N = 64$



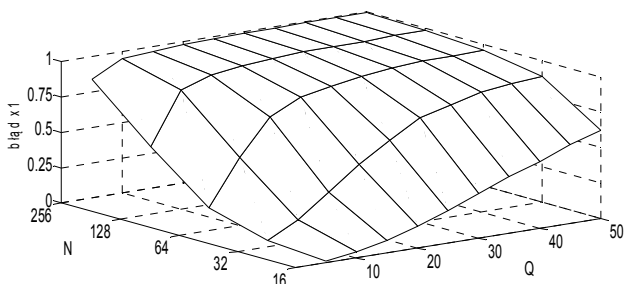
Rys.7. Wariancja błędu δ_1 w funkcji odchyłek częstotliwości sygnału δf i okresu próbkowania δT_d , $m = 5$, $M = 100$, $N = 64$ i $Q = 5$



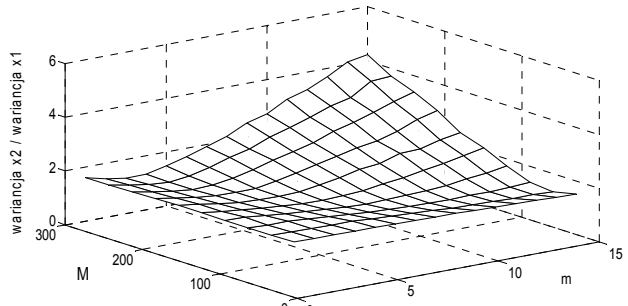
Rys.3. Wariancja błędu δ_1 w funkcji rzędu harmonicznej m i krotności częstotliwości M , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $Q = 5$, $N = 64$



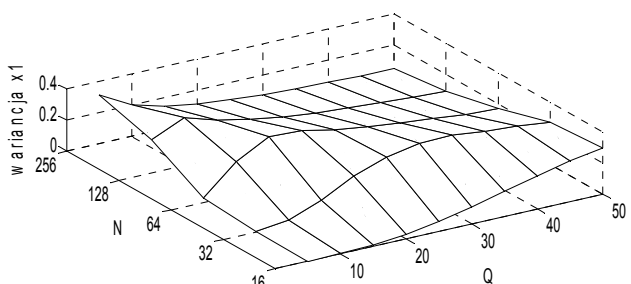
Rys.8. Iloraz błędów δ_2 / δ_1 w funkcji rzędu harmonicznej m i krotności częstotliwości M , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $Q = 5$, $N = 64$



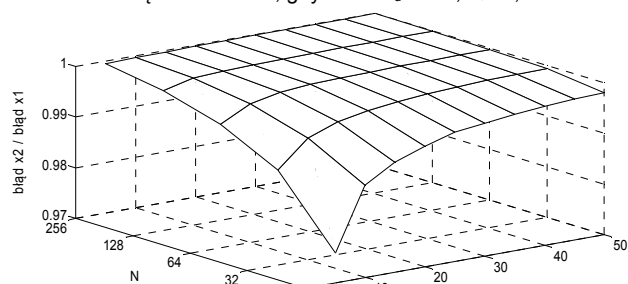
Rys.4. Zależność błędu δ_1 od liczby próbek N i liczby okresów obserwacji Q , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $m = 5$, $M = 100$



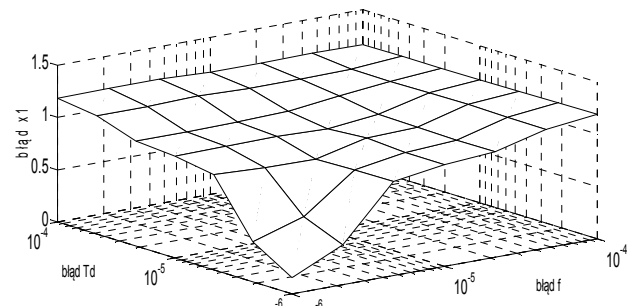
Rys.9. Iloraz wariancji błędów δ_2 / δ_1 w funkcji rzędu harmonicznej m i krotności częstotliwości M , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $Q = 5$, $N = 64$



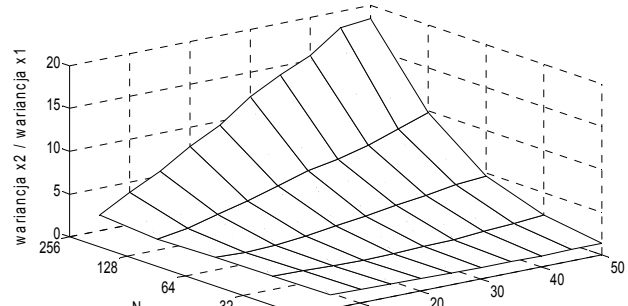
Rys.5. Wariancja błędu δ_1 od liczby próbek N i liczby okresów obserwacji Q , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $m = 5$, $M = 100$



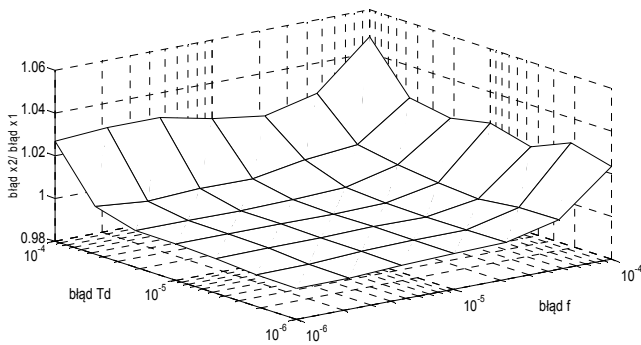
Rys.10. Iloraz błędów δ_2 / δ_1 w funkcji liczby próbek N i liczby okresów obserwacji Q , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $m = 5$, $M = 100$



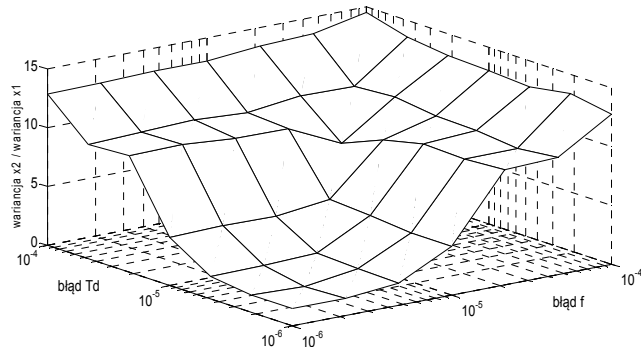
Rys.6. Bład δ_1 w funkcji odchyłek częstotliwości sygnału δf i okresu próbkowania δT_d , gdy $m = 5$, $M = 100$, $N = 64$ i $Q = 5$



Rys.11. Iloraz wariancji błędów δ_2 / δ_1 w funkcji liczby próbek N i liczby okresów obserwacji Q , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $m = 5$, $M = 100$



Rys.12. Iloraz błędów δ_2 / δ_1 w funkcji odchyłek częstotliwości sygnału Δf i okresu próbkowania ΔT_d , gdy $m = 5$, $M=100$, $N=64$ i $Q=5$



Rys.13. Iloraz wariancji błędów δ_2 / δ_1 w funkcji odchyłek częstotliwości sygnału Δf i okresu próbkowania ΔT_d , gdy $m = 5$, $M=100$, $N=64$ i $Q=5$

Modyfikacja procesu podpróbkowania

Podstawową przyczyną, ograniczającą możliwości zastosowania obu przedstawionych metod podpróbkowania, jest sumowanie błędów fazy sygnału podczas wydłużania procesu pomiarowego. Błąd ten rośnie proporcjonalnie do rzędu harmonicznej sygnału. Rozwiązaniem problemu jest przeprowadzenie pomiaru jednego okresu sygnału, a następnie wyciągnięcie średniej z wielu powtarzających się pomiarów. Taki pomiar wymagałby jednak idealnej synchronizacji między generatorem sygnału i generatorem próbkującym. W przeciwnym przypadku zmieniające się fazy początkowe kolejnych okresów sygnału mierzonego uniemożliwiłyby jego prawidłowe odtworzenie.

W tym przypadku mierzy się N próbek sygnału wyjściowego. Pomiar jest powtarzany P razy. Obliczana jest szybka transformata Fouriera każdego wyniku pomiaru, a następnie wartości transformat zostają uśrednione. Wartości próbek sygnału wyznacza się za pomocą odwrotnej transformaty Fouriera otrzymanego wyniku. Próbki sygnału wyjściowego nadal będą opisane za pomocą wzoru (5), ale w tym przypadku $k = 0, \dots, N-1$. Szybka transformata Fouriera $X_{3p}(n)$ p -tego pomiaru jest obliczana za pomocą zestawu filtrów, realizujących następującą funkcję

$$(17) \quad X_3(p, n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_1(k) \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot n}{N}\right)$$

W celu zachowania przesunięć fazowych między poszczególnymi harmonicznymi mierzonego sygnału do obliczenia średniej transformaty Fouriera z P pomiarów zastosowano średnią geometryczną.

$$(18) \quad \bar{X}_3(n) = \left[\prod_{p=1}^P X_3(p, n) \right]^{\frac{1}{P}}$$

Ostateczny wynik pomiaru $x_3(k)$ otrzymuje się stosując odwrotną szybką transformatę Fouriera.

$$(19) \quad \bar{x}_3(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \bar{X}_3(n) \cdot \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot n}{N}\right)$$

Aby porównanie tej metody z metodami, opisanymi w poprzednim rozdziale było wiarygodne, zastosowano podobne kryteria, tzn. średni błąd względny δ_3 oraz jego wariancję, zdefiniowane za pomocą wzorów (13) i (14), przy czym $i = 3$. Aby uniknąć błędów, spowodowanych przesunięciami fazowymi między sygnałami x_3 i x_0 , wartości sygnału wzorcowego obliczano zgodnie z tą samą procedurą, przyjmując $\Delta f = 0$ i $\Delta T_d = 0$;

W podobny sposób można zmodyfikować metodę podpróbkowania, w której zastosowano układ całkujący jako filtr antyaliasingowy. Sygnał mierzony $x_4(k)$ otrzymuje się, stosując następujący algorytm: N próbek sygnału wyjściowego integratora $y(k)$, odpowiadających pełnemu okresowi mierzonego sygnału podaje się na wejście zestawu filtrów cyfrowych, realizujących szybką transformatę Fouriera, oblicza się średnią geometryczną P transformat, a następnie wyznacza odwrotną transformatę Fouriera i stosuje filtr o transmitancji $H(n)$, opisanej wzorami (10) i (11).

$$(20) \quad Y(p, n) = \sum_{k=0}^{N-1} y(k) \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot n}{N}\right)$$

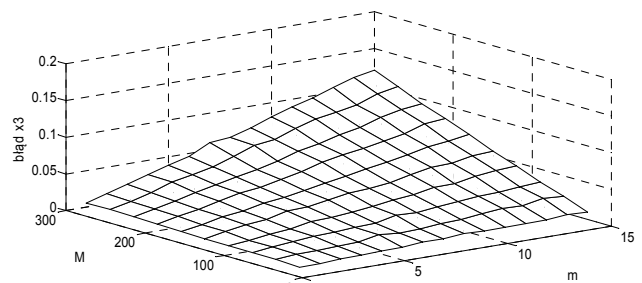
$$(21) \quad \bar{Y}(n) = \left[\prod_{p=1}^P Y(p, n) \right]^{\frac{1}{P}}$$

$$(22) \quad \bar{y}(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \bar{Y}(n) \cdot \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot n}{N}\right)$$

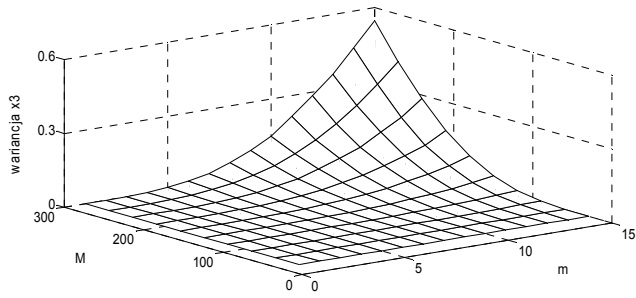
$$(23) \quad x_4(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \bar{y}(i) \cdot h(k-i)$$

Podobnie jak poprzednio, jako kryterium oceny przyjęto błąd względny δ_4 i jego wariancję, dane wzorami (13) i (14), gdy $i = 4$. Sygnał odniesienia $x_0(k)$ określono w identyczny sposób, jak w poprzednim przypadku.

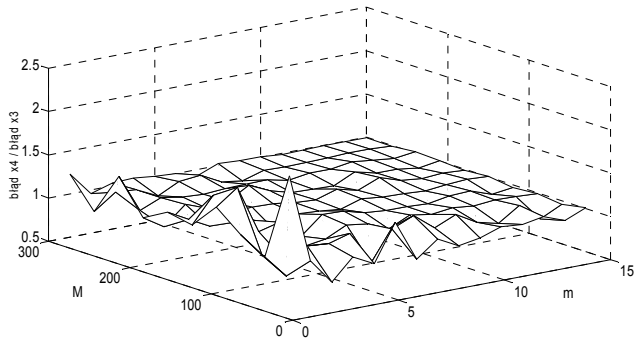
W celu porównania powyższych metod z opisanymi w poprzednim rozdziale, symulację ich działania przeprowadzono równolegle w identycznych warunkach. Wyniki obliczeń przedstawiono na rysunkach 14 - 25.



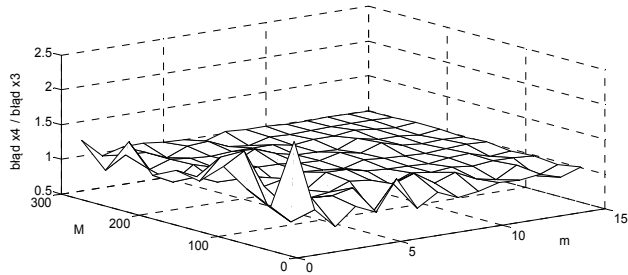
Rys.14. Zależność błędu δ_3 w funkcji rzędu harmonicznej m i krotności częstotliwości M , gdy $\Delta f = \Delta T_d = 10^{-6}$, $N=64$



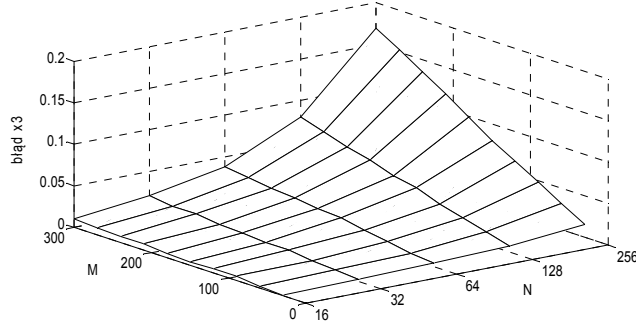
Rys.15. Wariancja błędu δ_3 w funkcji rzędu harmonicznej m i krotności częstotliwości M , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $N=64$



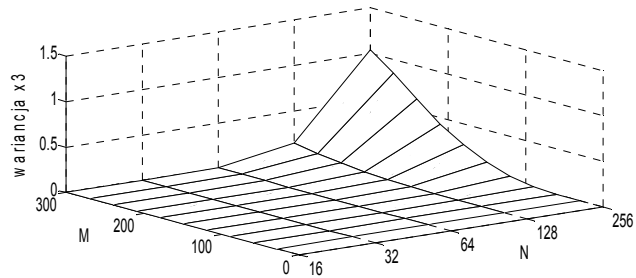
Rys.16. Iloraz błędów δ_4 i δ_3 w funkcji rzędu harmonicznej m i krotności częstotliwości M , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $N=64$



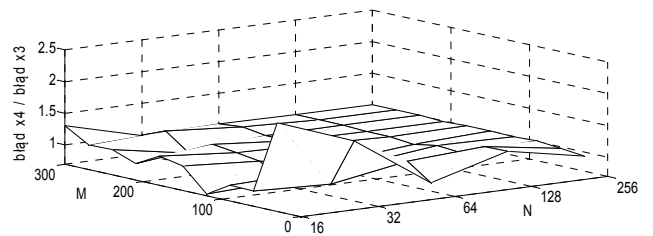
Rys.17. Iloraz wariancji błędów δ_4 / δ_3 w funkcji rzędu harmonicznej m i krotności częstotliwości M , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$, $N=64$



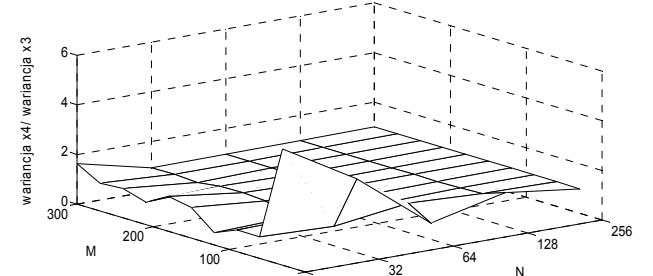
Rys.18. Zależność błędu δ_3 piątej harmonicznej w funkcji krotności częstotliwości M i liczby próbek N , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$



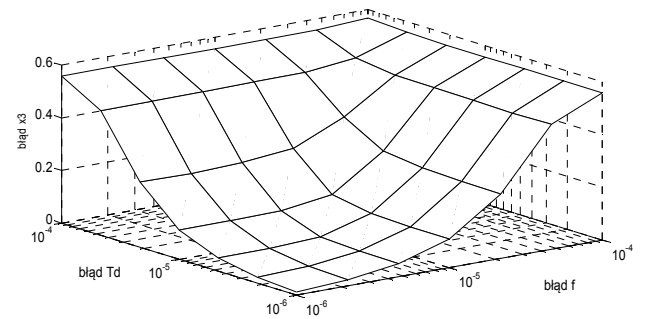
Rys.19. Zależność wariancji błędu δ_3 piątej harmonicznej w funkcji krotności częstotliwości M i liczby próbek N , gdy $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$



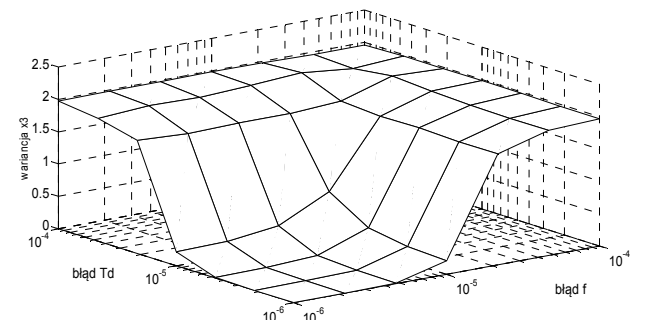
Rys.20. Iloraz błędów δ_4 i δ_3 piątej harmonicznej w funkcji krotności częstotliwości M i liczby próbek N , $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$



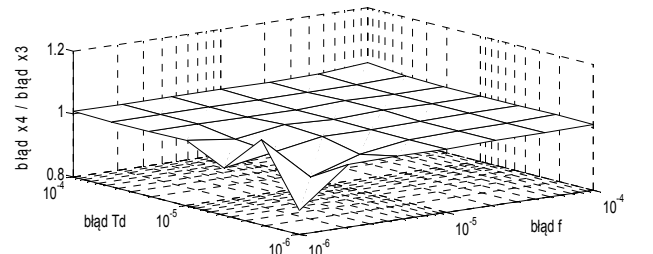
Rys.21. Iloraz wariancji błędów δ_4 / δ_3 piątej harmonicznej w funkcji krotności częstotliwości M i liczby próbek N , $\delta f = \delta T_d = 10^{-6}$



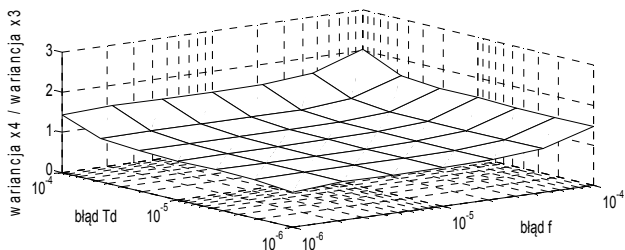
Rys.22. Błąd δ_3 w funkcji odchyłek częstotliwości sygnału δf i okresu próbkowania δT_d , $m = 5$, $M=100$, $N=64$



Rys.23. Wariancji błędu δ_3 w funkcji odchyłek częstotliwości sygnału δf i okresu próbkowania δT_d , $m = 5$, $M=100$, $N=64$



Rys.24. Iloraz błędów δ_4/δ_3 w funkcji odchyłek częstotliwości sygnału δf i okresu próbkowania δT_d , $m = 5$, $M=100$, $N=64$



Rys.25. Iloraz wariancji błędów δ_4 i δ_3 w funkcji odchyłek częstotliwości sygnału δf i okresu próbkowania δT_d ,
 $m = 5, M=100, N=64$

Wyniki obliczeń wykazują wielokrotne zmniejszenie błędów pomiaru sygnału w porównaniu z próbkowaniem, rozważanym w poprzednim rozdziale. Skrócenie czasu pomiaru pozwala na zwiększenie wartości M i N przy zadowalającej dokładności pomiaru. Jednocześnie metoda pozwala na wielokrotne powtarzanie pomiarów, co zwiększa ich wiarygodność. Co prawda błędy pomiaru wyższych harmonicznych sygnału sięgają kilkunastu procent, ale należy pamiętać, że w przypadku większości sygnałów amplituda harmonicznej maleje wraz z jej rzędem, więc wpływ tych błędów na wynik pomiaru jest niewielki.

Zastosowanie układu całkującego w roli filtra dolnoprzepustowego w większości przypadków w niewielkim stopniu zmniejsza błędy pomiaru i zwiększa ich wariancję, ale nie jest to wpływ znaczący.

Podsumowanie

Wyniki symulacji wykazują, że podpróbkowanie sygnałów okresowych może być skutecznym sposobem ich pomiaru nawet w przypadku wahań częstotliwości sygnału i próbkowania, pod warunkiem zastosowania odpowiedniego algorytmu pomiarów. Przy dokładności obu generatorów rzędu 10^{-6} możliwe jest wykonanie pomiaru sygnału z

dokładnością rzędu kilku procent nawet w przypadkach, gdy częstotliwość sygnału mierzonego jest kilkaset razy wyższa od częstotliwości próbkowania, zaś okres sygnału może być reprezentowany przez 128, a nawet 256 próbek.

Opisana metoda próbkowania sygnałów okresowych może zostać wykorzystana podczas pomiaru dowolnego sygnału okresowego.

Pracę sfinansowano w ramach pracy statutowej S/WE/1/15

LITERATURA

- [1] Mateo J., Losada M.A., Zubia J.: Frequency response in step index plastic optical fibers obtained from generalized power flow equation. *Opt. Express* 17,2850 -2860, (2009)
- [2] Savovic S., Djordjevich A.: Influence of numerical aperture on mode coupling in step index plastic optical fibers. *Appl. Opt.* 43, 5542 - 5546 (2004).
- [3] Nikołajew A.: Pasma wielomodowego światłowodu skokowego w zależności od jego parametrów. *Prz. Elektrot.* 8(2012), 66-67
- [4] Nikołajew A.: Wpływ dyspersji na pasmo światłowodu jednomodowego. *Prz. Elektrot.* 10b(2012), 324-326
- [5] Bhatta D., Tzou N., Wells J.W., Hsiao S.-W., Chatterjee A.: Incoherent Undersampling-Based Waveform Reconstruction Using a Time-Domain Zero-Crossing Metric. *IEEE. Trans. On VLSI Systems*, 2014 (accepted)
- [6] Le Duc H., Jabbour C., Desgreys P., Jamin O., Nguyen V. T.: A Fully Digital Background Calibration of Timing Skew in Undersampling TI-ADC. *New Circuits and Systems Conference 2014*, 53-56
- [7] Tzou N., Bhatta D., Hsiao S.-W., Chatterjee A.: Periodic Jitter and Bounded Uncorrelated Jitter Decomposition Using Incoherent Undersampling. *Design Automation & Test in Europe Conference & Exhibition, 2013*, 1667-1672

Autor: dr inż. Adam Nikołajew, Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, ul. Wiejska 45 D, 15-351 Białystok, e-mail: adamnikolajew@pb.edu.pl