

SPOSOBY REALIZACJI OBCIĄŻEŃ EKSPLOATACYJNYCH W UKŁADACH STEROWANIA MASZYN ZMĘCZENIOWYCH

Tadeusz ŁAGODA^{*}, Karolina WALAT^{*}

^{*}Katedra Mechaniki i Podstaw Konstrukcji Maszyn, Wydział Mechaniczny, Politechnika Opolska,
ul. Mikołajczyka 5, 45-271 Opole

t.lagoda@po.opole.pl, k.walat@po.opole.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiono pięć metod generowania sygnałów, które mogą być wykorzystane do symulacji obciążeń eksploatacyjnych na stanowiskach do badań zmęczeniowych. Są to: metoda blokowych programów obciążeń cyklicznych, metoda matrycowa generowania ekstremów obciążeń losowych, metoda kongruencyjna generowania sygnałów losowych i kształtowanie ich charakterystyk probabilistycznych za pomocą filtrów cyfrowych, metoda generowania sygnałów losowych jako sumy przebiegów harmonicznnych według zadanej funkcji gęstości widmowej mocy, metoda generowania sygnałów losowych za pomocą odwrotnej transformaty Fouriera według zadanej funkcji gęstości widmowej mocy.

1. WPROWADZENIE

Istnieją trzy główne grupy źródeł losowych sygnałów, które mogą być wykorzystane do symulacji obciążeń eksploatacyjnych na stanowiskach do badań zmęczeniowych. Są to historycznie taśmowe generatory magnetyczne, generatory sygnałów losowych i komputery przystosowane do sterowania.

Do niedawna najbardziej rozpowszechnione były generatory sygnałów losowych w postaci specjalistycznych przyrządów elektronicznych. Generatory znane też są jako generatory sprzętowe (ang. TRNG - True Random Number Generator). Generatory te jednak pozwalają tylko na ograniczone kształtowanie charakterystyk sygnałów wyjściowych. Obecnie komputerowe generatory sygnałów losowych, które mogą pracować w czasie rzeczywistym, są najbardziej dogodnym źródłem losowych sygnałów sterujących. Generatory te znane są pod nazwą generatorów programowych (ang. PRNG - Pseudo Random Number Generator) - działające na zasadzie deterministycznego obliczania ciągu liczb, które przypominają liczby losowe i tak je można traktować. Opracowano już wiele metod generowania sygnałów. Metody te można zestawić w czterech grupach. Pierwsza grupa polega na odtworzeniu zarejestrowanej liczby cykli przy pomocy metody blokowej lub matrycowej. Druga grupa polega na kongruencyjnym generowaniu sygnałów losowych i kształtowaniu ich charakterystyk probabilistycznych za pomocą filtrów cyfrowych. Trzecia grupa polega na generowaniu sygnałów losowych jako sumy przebiegów harmonicznnych lub za pomocą odwrotnej transformaty Fouriera według zadanej funkcji gęstości widmowej mocy. Ostatnia grupa metod generowania komputerowej ciągów losowych o kształtowanych charakterystykach probabilistycznych odpowiadających warunkom eksploatacyjnym lub stanom prognozowanym. Służą do tego typowe programy opracowane w niektórych ośrodkach badawczych. Niektóre ze znanych standardów to WASH1

dla symulacji obciążeń platform wiertniczych proponowany przez Schütza i innych (1990a), Broad64 i MMOD64 przedstawione przez Agerskova i Ibso (1993) (cytujemy za Agerskovem (2000) – również dla platform wiertniczych, CARLOS opracowane w LBF przez Schütza i innych (1990b) lub SAE dla obciążeń kół samochodowych, obciążenie wiatrem zaproponowane przez Borgmana (1969).

W przypadku zastosowania generatorów programowych bardzo często istotny jest okres generowania aby przebieg taki nie był o zbyt krótkim okresie. Najnowsze generatory mają już okresy sięgające 10^{58221} wygenerowanych liczb (Deng, 2010).

W pracy zestawiono pięć metod generowania sygnałów:

- metoda blokowych programów obciążeń cyklicznych,
- metoda matrycowa generowania ekstremów obciążeń losowych (metoda Markowa),
- metoda kongruencyjna generowania sygnałów losowych i kształtowanie ich charakterystyk probabilistycznych za pomocą filtrów cyfrowych,
- metoda generowania sygnałów losowych jako sumy przebiegów harmonicznnych według zadanej funkcji gęstości widmowej mocy,
- metoda generowania sygnałów losowych za pomocą odwrotnej transformaty Fouriera według zadanej funkcji gęstości widmowej mocy.

Celem niniejszej pracy jest zestawienie możliwych do zastosowania metod generowania sygnałów przy realizacji obciążeń eksploatacyjnych w układach sterowania maszyn zmęczeniowych.

2. METODA BLOKOWYCH PROGRAMÓW OBCIĄŻEŃ CYKLICZNYCH

Na podstawie danego histogramu amplitud o znanej liczbie cykli w przedziałach klasowych, określa się poziomy amplitud generowanych cykli odpowiadające granicom kolejnych przedziałów klasowych. Następnie określa się

liczbę cykli na danym poziomie. Liczba cykli powinna być tak dobrana, aby liczba bloków powtarzała się podczas eksperymentu co najmniej 10 razy. Zmiany amplitud można realizować poprzez narastanie lub zmniejszanie ich wartości, lub w sposób mieszany. Najczęściej stosuje się generowanie kolejnych bloków przebiegów cyklicznych metodą narastająco malejącą, przy czym początek generowania jest na poziomie amplitud średnich jak to przedstawił Kocańda i Szala (1985).

2.1. Metoda matrycowa generowania ekstremów obciążeń losowych

Metoda matrycowa generowania sygnałów losowych polega na generowaniu wartości ekstremalnych z macierzy reprezentującej dwuwymiarowy histogram wartości maksymalnych i minimalnych historii naprężeń zwana też macierzą przejścia. Macierze te mogą powstawać bądź z wyznaczenia wartości maksymalnych i minimalnych bezpośrednio z zarejestrowanego przebiegu podczas zliczania cykli lub z generacji odpowiednimi programami do tworzenia tych macierzy przejścia. Zakres wartości maksymalnych i minimalnych dzielona jest najczęściej na 32 klasy jak to przedstawił Huck i inni (1976). Podczas generacji można ją stosować wielokrotnie.

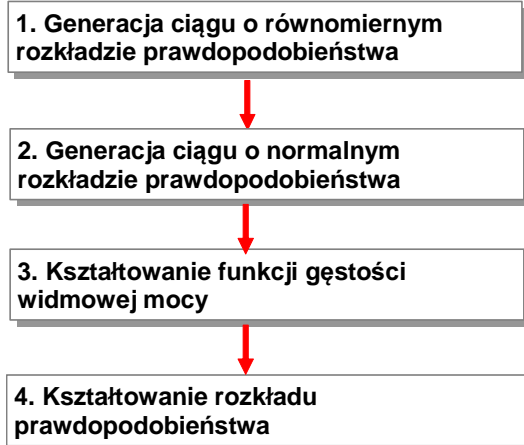
Liczby lokowane wewnątrz macierzy przejścia oznaczają częstość poszczególnych przejść z wartości maksymalnej na minimalną i odwrotnie. Generowanie można zacząć od wartości na poziomie dowolnej klasy. Następnie program komputerowy kieruje wybór wzdłuż tej klasy do przekątnej, po czym pionowo losuje się z zadaną gęstością prawdopodobieństwa jedną z klas, która reprezentuje wartość maksymalną. Następnie wybór przesuwają się poziomo w prawo do przekątnej wzdłuż tej klasy. Kolejny krok to przemieszczenie się w dół i wylosowanie wartości minimalnej. Następny krok jest analogiczny do kroku.

2.2. Symulacja obciążeń losowych i kształtowanie charakterystyk probabilistycznych generowanych sygnałów za pomocą filtrów cyfrowych

Na Rys. 1 przedstawione są kolejne etapy kształtowania charakterystyk probabilistycznych generowanych ciągów losowych.

2.2.1. Generacja ciągu losowego o równomiernym rozkładzie prawdopodobieństwa

W bloku 1 (Rys.1) generowany jest przebieg losowy $\{x_i\}$ o równomiernym rozkładzie prawdopodobieństwa. Wykorzystuje się w tym celu najczęściej odpowiednią funkcję „random” znajdującą się zwykle w oprogramowaniu komputera.



Rys. 1. Schemat kształtowania charakterystyk probabilistycznych generowanej historii losowej

2.2.2. Generacja ciągu losowego o normalnym rozkładzie prawdopodobieństwa

W praktyce najdogodniej jest uzyskiwać rozkład normalny za pomocą centralnego twierdzenia granicznego ze względu na szybkość obliczeń. Jeżeli x_1, x_2, \dots, x_n są niezależnymi zmiennymi losowymi o takim samym rozkładzie równomiernym w przedziale $\langle 0, 1 \rangle$, to zmienna losowa, która jest sumą

$$x_1 + x_2 + \dots + x_n \quad (1)$$

dla dostatecznie dużych wartości n ma rozkład normalny z wartością średnią $n/2$ oraz wariancją $n/12$. Metoda ta polega na uśrednianiu n zmiennych losowych x_1, x_2, \dots, x_n według następującej formuły

$$y_j = \frac{(x_1 + x_2 + \dots + x_n) - n/2}{\sqrt{n/12}} \quad (2)$$

Najczęściej stosuje się $n = 12$ co daje wystarczającą w praktyce dokładność przy czym, wtedy wariancja ciągu liczb $\{y_j\}$ wynosi 1, a wartość oczekiwana 0. W efekcie otrzymuje się rozkład $N(0,1)$.

2.2.3. Kształtowanie gęstości widmowej mocy sygnału losowego

Ogólna zależność między sygnałem wejściowym $y(t)$ a sygnałem wyjściowym $z(t)$ filtru liniowego może być wyznaczona za pomocą operacji splotu

$$z(t) = \int_0^{\infty} h(\tau)y(t-\tau)d\tau, \quad (3)$$

przy czym $h(\tau)$ jest odpowiedzią impulsową filtru. Transmancja filtru $H(f)$ jest transformatą Fouriera funkcji $h(\tau)$ i jest określona wzorem

$$H(f) = \int_0^{\infty} h(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (4)$$

Skończona suma równoważna całce (3) dla $t = k\Delta t$, $k = 1, 2, \dots, M$ dla nierekurencyjnego filtru cyfrowego może być wyrażona w następującej postaci

$$z_n = \sum_{k=1}^M h_k (y_{n+k} + y_{n-k}), \quad \text{gdzie } n = 1, 2, \dots, N. \quad (5)$$

Należy zauważyć, że sygnał na wyjściu tego filtru stanowi wynik skończonego sumowania składników sygnału wejściowego mnożonych przez M współczynników h_k przy czym występują tu też „przyszłe” wartości sygnału wejściowego. Zazwyczaj okres próbkowania Δt jest dla ułatwienia włączony do odpowiedzi impulsowej filtru h_k . W praktyce filtry nierekurencyjne wymagają wielu współczynników h_k (100 lub więcej), tak, że rozważany sposób nie stanowi zbyt efektywnej metody filtracji i ustępują filtrom rekurencyjnym.

W rekurencyjnych filtrach cyfrowych sygnał wyjściowy wynika z N składników sygnału wejściowego i M wcześniej pojawiających się składników sygnału wyjściowego

$$z_n = \sum_{k=0}^N c_k y_{n-k} + \sum_{k=1}^M h_k z_{n-k}. \quad (6)$$

Zaletą filtrów rekurencyjnych jest ich duża efektywność bo wymagają zaledwie dwóch współczynników c_k i h_k .

Zasada kształtowania charakterystyki gęstości widmowej mocy sygnału losowego bazuje na równaniu

$$G_z(f) = |H(f)|^2 G_y(f), \quad (7)$$

gdzie: $|H(f)|$ – moduł transmitancji filtru kształtującego, $G_y(f)$ – gęstość widmowa mocy sygnału $y(t)$ na wejściu filtru, $G_z(f)$ – gęstość widmowa mocy sygnału $z(t)$ na wyjściu filtru.

Z równania (7) wynika, że przy znanym $G_y(f)$ i żądanym $G_z(f)$ można wyznaczyć transmitancję filtru kształtującego

$$H(f) = \sqrt{\frac{G_z(f)}{G_y(f)}}. \quad (8)$$

Jeżeli ciąg liczb pseudolosowych $\{y_j\}$ ma stałą gęstość widmową mocy $G_y(f) = K$ (biały szum) w paśmie częstotliwości $(0 - f_g)$, to gęstość widmowa mocy sygnału na wyjściu filtru dolnoprzepustowego o częstotliwości granicznej f_g jest określona jedynie przez transmitancję tego filtru, to jest

$$G_z(f) = K |H(f)|^2. \quad (9)$$

Projektowanie rekurencyjnego filtru kształtującego polega na obliczeniu wartości współczynników c_k i h_k w równaniu (6) na podstawie danej – wynikającej z równania (9) transmitancji $H(f)$. Jedną z metod wyznaczenia tych współczynników jest metoda czynnikowa omówiona w literaturze specjalistycznej dotyczącej projektowania filtrów cyfro-

wych. Przyjmuje się, że funkcja gęstości widmowej mocy sygnału losowego $z(t)$ ma postać

$$G_z(f) = \frac{4\mu}{f_g \left[1 + \left(\frac{f}{f_g} \right)^2 \right]^2}, \quad (10)$$

gdzie: μ – wariancja sygnału losowego $z(t)$, f_g – częstotliwość graniczna (maksymalna) sygnału $z(t)$.

Zwykle częstotliwość maksymalną (graniczną) f_g sygnału losowego określa się z zależności

$$G_z(f_g) \approx 0,05 \cdot \max_f \{G_z(f)\}, \quad (11)$$

co oznacza, że przy f_g wartość gęstości widmowej spada do 5% jej wartości maksymalnej.

Poniżej przedstawiono dwa najczęściej stosowane dolnoprzepustowe filtry rekurencyjne: dwustopniowy i jednostopniowy Butterwortha.

Dwustopniowy filtr rekurencyjny

Równanie (6) dla tego filtru przyjmuje postać

$$z_n = a_0 y_n + a_1 y_{n-1} + b_1 z_{n-1} + b_2 z_{n-2} \quad \text{dla } n \geq 2, \quad (12)$$

gdzie współczynniki a_0, a_1, b_1, b_2 wyznacza się z odpowiedniej procedury. Filtrowanie z wykorzystaniem równania (12) jest realizowane za pomocą kolejnej procedury, w której należy zadeklarować między innymi wartości początkowe z_0 i z_1 ciągu liczbowego $\{z_n\}$ oraz wartość początkową y_1 ciągu $\{y_j\}$.

Jednostopniowy filtr rekurencyjny Butterwortha

Tu równanie (6) ma następującą postać

$$z_n = a_1 (y_n + y_{n-1}) + b_1 z_{n-1} \quad \text{dla } n \geq 1, \quad (13)$$

gdzie współczynniki a_1, b_1 zależą od częstotliwości granicznej f_g i okresu próbkowania Δt . We wzorze (13) należy zadeklarować wartość początkową z_0 i y_0 .

2.2.4. Kształtowanie rozkładu prawdopodobieństwa

W wyniku wcześniejszych obliczeń uzyskano przebiegi o rozkładach normalnych. Często jednak należy wygenerować przebiegi o innych rozkładach niż normalnych. Wtedy stosuje się np. metodę odwracania dystrybucyjności. W niniejszej pracy nie będzie ta metoda prezentowana. Szczegółowo można znaleźć np. w pracy Kocańdy i Szali (1985).

2.3. Generowanie sygnałów losowych przez sumowanie przebiegów harmonicznych według zadanej funkcji gęstości widmowej mocy

Gęstość widmowa mocy sygnału losowego opisuje ogólną jego strukturę częstotliwościową za pomocą wartości średniokwadratowych tego sygnału dla poszczególnych

częstotliwości. Średniokwadratowa wartość Ψ_x^2 losowej historii $x(t)$ w czasie obserwacji T w przedziale częstotliwości między f i $f+\Delta f$ może być wyznaczona na drodze filtrowania tej historii za pomocą wąskopasmowego filtru i obliczenia średniej wartości kwadratowej na wyjściu tego filtru. W zapisie matematycznym operację tę opisuje następująca zależność

$$\Psi_x^2(f, \Delta f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left[\int_0^T x^2(t, f, \Delta f) dt \right], \quad (14)$$

gdzie $x(t, f, \Delta f)$ jest częścią $x(t)$ w przedziale częstotliwości od f do $f + \Delta f$.

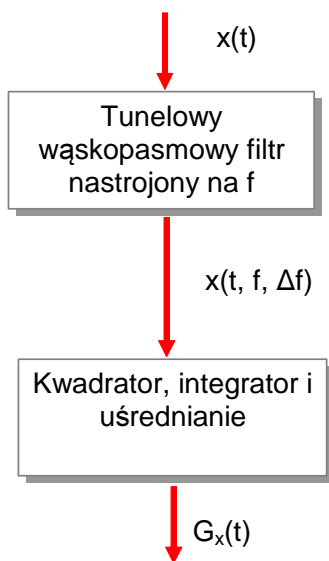
Jednostronna gęstość widmowej mocy $G_x(f)$ może być zdefiniowana następująco

$$G_x(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\Psi_x^2(f, \Delta f)}{\Delta f} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta f} \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t, f, \Delta f) dt \right], \quad (15)$$

a sposób jej wyznaczenia zilustrowano na Rys. 2. Warto pamiętać, że

$$G_x(\omega) = \frac{1}{2\pi} G_x(f), \quad (16)$$

gdzie $\omega = 2\pi f$ jest częstością.



Rys. 2. Sposób wyznaczenia jednostronnej funkcji gęstości widmowej mocy za pomocą przestrajalnego filtru wąskopasmowego o szerokości Δf

Gęstość widmowa mocy własna przebiegu losowego jest nieujemną funkcją rzeczywistą. Głównym celem pomiaru gęstości widmowej mocy procesu fizycznego $x(t)$ jest badanie jego struktury częstotliwościowej, która z kolei daje istotną informację o zasadniczych charakterystykach badanych układów fizycznych. Gęstość widmową najczęściej oblicza się poprzez zastosowanie szybkiej transformaty Fouriera (FFT - Fast Fourier Transform) zgodnie z pracą

Bendata i Piersola (1971). W praktyce gęstość widmowa mocy sygnału zmiennego w czasie ilustruje poszczególne częstotliwości przebiegów sinusoidalnych zawarte w sygnale, co umożliwia odtworzenie przebiegu losowego jako sumę harmonik o tej samej strukturze częstotliwościowej, co sygnał zmierzony.

Jedną z bardzo dogodnych metod generowania sygnałów losowych jest sumowanie przebiegów harmonicznyc. Postępowanie to ma tę zaletę, że umożliwia bezpośrednie uzyskanie żądanej gęstości widmowej mocy, eliminując potrzebę stosowania filtrów kształtujących. Gęstość prawdopodobieństwa sumy przebiegów harmonicznyc ma postać gaussowską. Sygnał losowy o żądanej funkcji gęstości widmowej mocy $G_z(\omega)$ jest aproksymowany następującą sumą przebiegów cosinusoidalnych

$$z(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cos(\omega_k t + \varphi_k) = \sum_{k=1}^N [2G_z(\omega_k)\Delta\omega_k]^{1/2} \cos(\omega_k t + \varphi_k) \quad (17)$$

gdzie: A_k – amplitudy składowych przebiegów harmonicznyc, ω_k – częstości poszczególnyc składowyc przebiegów harmonicznyc, φ_k – fazy przebiegów harmonicznyc, $\Delta\omega_k$ – szerokość przedziałów częstości, $k = 1, 2, \dots, N$ – numery kolejnyc przebiegów harmonicznyc, $G_z(\omega)$ – wartości jednostronnej gęstości widmowej mocy sygnału $z(t)$ dla częstości ω_k .

Fazy φ_k są niezależnymi zmiennymi losowymi o równomiernym rozkładzie prawdopodobieństwa. Wyznacza się je przez przyporządkowanie liczbom losowym z przedziału $\langle 0, 1 \rangle$ (generowanym w komputerze za pomocą procedury generowania liczb losowych o równomiernym rozkładzie prawdopodobieństwa) wartości kątów z przedziału $\langle 0, 2\pi \rangle$. Spośród kilku metod przedstawionyc przez Borgmana (1969), Kochenburgera (1975), Shinozuka (1977), Wróbla (1983, 1985), czy też Zielińskiego (1997) wyznaczenia amplitud A_k i częstości ω_k należy zwrócić uwagę na metodę Rice'a, według której cały zakres częstości sygnału $z(t)$ od ω_{\min} do ω_{\max} dzieli się na N równyc przedziałów o szerokości

$$\Delta\omega = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{N}, \quad (18)$$

a amplitudy A_k zgodnie ze wzorem (17)

$$A_k = \sqrt{2G_z(\omega_k)\Delta\omega} \quad (19)$$

określa się dla częstości środkowyc tych przedziałów, to jest

$$\omega_k = (k - 0,5)\Delta\omega + \omega_{\min} \quad \text{dla } k = 1, 2, \dots, N. \quad (20)$$

Gdy liczba składowyc miejsc przebiegów harmonicznyc N dąży do nieskończoności, funkcja gęstości prawdopodobieństwa ich sumy dąży do rozkładu normalnego. Wynika to z centralnego twierdzenia granicznego statystyki. Można jednak pokazać, że w praktyce nawet mała liczba (np. $N = 10$) składowyc przebiegów harmonicznyc daje

już dobre przybliżenie do normalnego rozkładu prawdopodobieństwa.

2.4. Generowanie sygnałów losowych za pomocą odwrotnej transformaty Fouriera na podstawie zadanej gęstości widmowej mocy

Metody analizy sygnału oparte na szeregach Fouriera i metody oparte na transformacji Fouriera znalazły szerokie zastosowanie w różnych dziedzinach nauki i techniki. Dużą zaletą szeregu Fouriera jest możliwość obliczenia go, dla skończonego zakresu zwanego często okresem danego szeregu, na podstawie danych zdyskretyzowanych. Jednym z głównych powodów dużego znaczenia szybkiej transformaty Fouriera jest to, że umożliwia ona uzyskanie estymatorów funkcji gęstości widmowej mocy i funkcji korelacji. Funkcja gęstości widmowej mocy $G(f)$ używana jest często do opisu zmiennej losowej w dziedzinie częstotliwości. W tym punkcie pokazany jest sposób generacji przebiegu $x(t)$ (dziedzina czasu) z danej funkcji gęstości widmowej mocy $G(f)$ (dziedzina częstotliwości) przy wykorzystaniu odwrotnej transformaty Fouriera.

Szybka transformata Fouriera i transformata odwrotna

Transformata Fouriera w nieskończonym przedziale realizacji (funkcji) $x(t)$ o wartościach rzeczywistych lub zespolonych jest określona następującą wielkością zespoloną

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt, \tag{21}$$

gdzie j oznacza jednostkę urojoną.

Można zdefiniować także funkcję odwrotną zwaną odwrotną transformatą Fouriera

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} df. \tag{22}$$

W roku 1965 Cooley i Tukey, jak to pokazali Bendat Piersol (1971), opracowali bardzo szybkie algorytmy obliczania transformaty i transformaty odwrotnej Fouriera dla dyskretnych danych. Na podstawie tych algorytmów powstały procedury numeryczne pozwalające na przeprowadzenie szybkich obliczeń za pomocą komputerów. W literaturze spotyka się często oznaczenia FFT dla szybkiej transformaty Fouriera, która w zapisie dla wartości dyskretniej przyjmuje postać

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\left[-j\frac{2\pi kn}{N}\right], \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \tag{23}$$

oraz IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) dla transformaty odwrotnej

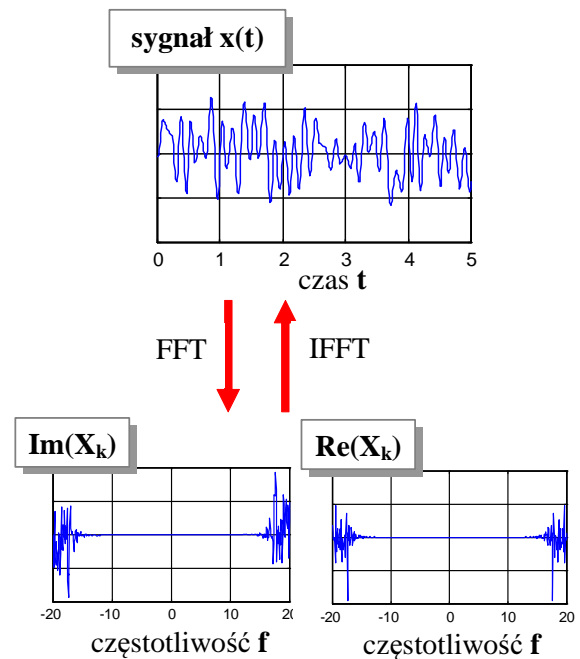
$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left[j\frac{2\pi kn}{N}\right], \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1. \tag{24}$$

Powyższe wzory otrzymano przy założeniach:

- transformata Fouriera realizowana jest w skończonym zakresie czasu $(0, T)$,
- wycinek realizacji $x(t)$ jest próbkowany w N punktach jednakowo odległych od siebie o h ,
- h dobrane jest tak, aby uzyskać odpowiednio wysoką częstotliwość graniczną,
- dyskretne wartości częstotliwości f_k powiązane z dyskretnymi wartościami transformaty X_k wyznacza się na podstawie wzoru

$$f_k = kf = \frac{k}{T} = \frac{k}{Nh}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \tag{25}$$

Można zauważyć, że za pomocą (23) i (24) istnieje możliwość dowolnego przechodzenia pomiędzy dyskretnymi wartościami sygnału x_n a transformatą X_k (Rys. 3).



Rys. 3. Interpretacja przejścia pomiędzy sygnałem a jego transformatą za pomocą algorytmów FFT oraz IFFT

Generacja przebiegu na podstawie jego funkcji gęstości widmowej mocy

Dla losowych sygnałów stacjonarnych stosuje się dwie metody cyfrowego wyznaczania gęstości widmowej mocy. Pierwsza metoda – konwencjonalna nazywana też metodą Blackmana-Tukeya, oparta jest na obliczaniu gęstości widmowej mocy poprzez przekształcenie Fouriera funkcji autokorelacji. Druga metoda, bezpośredniej transformaty Fouriera, nazywana metodą Cooleya-Tukeya, jest oparta na obliczaniu gęstości widmowej mocy przy zastosowaniu szybkiej transformaty Fouriera w skończonym przedziale czasu sygnału oryginalnego. Czytając pozycje literaturowe dotyczące generacji sygnałów losowych można zauważyć, że metoda konwencjonalna, ze względu na jej małą efektywność, jest rzadko stosowana.

Za pomocą algorytmu FFT można przeprowadzić estymację gęstości widmowej mocy bezpośrednio z pierwotnych próbek sygnału. W zasadzie analizie można poddać dowolną liczbę próbki N , ale w praktyce procedury FFT

są zwykle przystosowane do liczności próbki $N = 2^p$ dla $p > 2$. Dlatego też aby otrzymać prawidłową liczbę próbek sygnał obcina się lub dodaje się do sygnału pierwotnego zera. Przy odpowiednio długim losowym stacjonarnym procesie obcięcie ciągu danych nie wpływa na wartość estymatora gęstości widmowej mocy. W zmęczeniu materiałów spotyka się przebiegi o znacznej długości i najczęściej stosuje się obcięcie sygnału do wartości $N = q2^p$ dla $p > 2$, gdzie q oznacza liczbę bloków sygnału uczestniczących w procesie uśredniania odcinkowego. Kolejne bloki otrzymuje się poprzez wymnożenie realizacji $x(t)$ przez funkcję bramki (okna) o skończonej długości.

3. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono pięć metod generowania sygnałów, które mogą być wykorzystane do symulacji obciążeń eksploatacyjnych na stanowiskach do badań zmęczeniowych. Mogą one być wykorzystane do symulowania stanów prognozowanych na rzeczywistych obiektach. Generowanie tych sygnałów można też stosować do celów symulacyjnych na komputerze podczas budowy algorytmów oceny trwałości zmęczeniowej przy obciążeniach losowych

W dalszym ciągu należy rozwijać metody generowania ciągów losowych, a w szczególności zasadne wydaje się opracować sposoby generowania sygnałów losowych, a w szczególności w złożonych stanach obciążenia, gdzie istotne znaczenie mają, nie tylko charakterystyki własne, ale i wzajemne pomiędzy generowanymi sygnałami.

LITERATURA

1. **Agerskov H.:** (2000), Fatigue in steel structures under random loading, *J. Constructional Steel Research*, Vol.53, 283-305.
2. **Agerskov H., Ibsø J.B.:** (1993), Fatigue life of plate elements with welded transverse attachments subjected to stochastic loading, *Blom A.F., Ed., Proc. of Nordic Conference on Fatigue*, West Midlands, UK, EMAS Publishers
3. **Bendat J.S., Piersol A.G.:** (1971), *Metody analizy i pomiaru sygnałów losowych*, PWN, Warszawa.
4. **Borgman L.E.:** (1969), Ocean wave simulation for engineering design, *J. of Waterways and Harbours Division*, Vol.95, No WW4, 557-583.
5. **Deng L.-B., Lu H. H.-S., Chen T. B.:** (2010), 64-Bit and 128-bit DX random number generators, *Computing*, Vol. 89, 27-43.
6. **Huck M., Schultz W., Fischer R., Kobler G.:** (1976), A standard random load sequence of Gaussian type recommended for general application in fatigue testing, *LBF-Report No 2909*, IABG-Report No TF-570, 21.
7. **Kocańda S., Szala J.:** (1985), *Podstawy obliczeń zmęczeniowych*, PWN, Warszawa.
8. **Kochenburger R.J.:** (1975), *Modelowanie układów dynamicznych przy użyciu maszyn matematycznych*, WNT, Warszawa.
9. **Schütz W., Klätschke H., Hück M., Sonsino C.M.:** (1990a), Standardized load sequence for offshore structures – Wash 1, *Fatigue Fract. Engng Mater. Struct.*, Vol. 13, -29.
10. **Schütz W., Klätschke H., Steinhilber H., Heuler P.:** (1990b), Standardized load sequence for wheel suspension components – CARLOS, *LBF Report No. FB-191*, Darmsadt.
11. **Shinozuka M.:** (1977), Simulation of multivariate and multi-dimensional random processes, *Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 49, 357-367.
12. **Wróbel J.:** (1983), Badanie efektywności metod analizy nieliniowych układów stochastycznych na przykładzie układów mechanicznych, *Sprawozdanie R.1.2.04.5*, IPBM PW, Warszawa.
13. **Wróbel J.:** (1985), Symulacyjne badanie jakości w nieliniowej stochastycznej dynamice maszyn, *Prace Naukowe, Mechanika*, z.92, Politechnika Warszawska, Warszawa, 131.
14. **Zieliński R., Wieczorkowski R.:** (1997), *Komputerowe generatory liczb losowych*, Warszawa, WNT.

METHODS OF REALIZATION OF SERVICE LOADINGS IN THE CONTROL SYSTEMS OF FATIGUE TEST STANDS

Abstract: The paper presents five methods of signal generation which can be applied for simulation of service loadings at fatigue test stands. They are: the method of block programs of cyclic loadings, the matrix method for generation of random loading extrema, the congruence method for generation of random loading and formation of their probabilistic characteristics with use of digital filters, the method of generation of random signals as a sum of harmonic histories according to the given spectral power density function, the method of random signal generation with the inverse Fourier transform according to the given spectral power density function.