

Pytania na koło z TS

Aktualna lista pytań:

W definicji procesu stochastycznego wynikowi losowania przypisuje się:

- ☒ a. rzeczywistą lub zespoloną funkcję czasu
- ☐ b. liczbę rzeczywistą lub zespoloną
- ☐ c. rozkład prawdopodobieństwa
- ☐ d. prawdopodobieństwo

Zależność $F(x, t) = P\{x(t) \leq x\}$ definiuje:

- ☒ a. dystrybuantę 1-go rzędu
- ☐ b. gęstość prawdopodobieństwa 1-go rzędu
- ☐ c. histogram
- ☐ d. prawdopodobieństwo wystąpienia wartości x sygnału

W "teorii sygnałów" wyróżnia się następujące klasy sygnałów (uwzględniające "naturę" sygnałów, a nie ich zastosowanie):

- ☒ ciągłe
- ☒ dyskretne
- ☒ cyfrowe
- ☐ białe
- ☐ kolorowe
- ☐ szumiące
- ☐ sumacyjne
- ☐ scholastyczne

W przyrodzie najczęściej występują . Sygnały te charakteryzują się tym, że mogą przyjmować w całym swoim zakresie.

Współczesne komputery są w stanie zapamiętać w pamięci wszystkie wartości sygnału ciągłego.

- ☐ True
- ☒ False

Współczesne komputery nie są w stanie zapamiętać w pamięci wszystkich wartości sygnału ciągłego.

- ☒ True
- ☐ False

Wzór $\sum_{-\infty}^{\infty} x^2(n)$ określa:

- ☒ całkowitą energię sygnału.
- ☐ całkowitą moc sygnału
- ☐ całkowitą wariancję sygnału
- ☐ chwilową wartość średnią sygnału

Który z poniższych wzorów określa wartość średnią sygnału:

- ☒ $\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)$

- ☐ $\lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N x(n)$
- ☐ $\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)$
- ☐ $\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [x(n) - m_x]$
- ☐ $\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [x(n) - m_x]^2$

Realizacją procesu nazywamy:

- ☒ a. pojedynczą funkcję będącą wynikiem losowania
- ☐ b. przekrój procesu dla ustalonego wyniku losowania
- ☐ c. zbiorem wszystkich funkcji, które składają się na proces
- ☐ d. opisanie procesu za pomocą statystyk

Przekrój procesu stochastycznego po czasie jest:

- ☒ a. zmienną losową
- ☐ b. realizacją
- ☐ c. zbiorem wartości
- ☐ d. statystyką procesu

Proces stochastyczny od zmiennej losowej różni się:

- ☒ a. dwoma zmiennymi niezależnymi
- ☐ b. posiadanie jeszcze jednej zmiennej losowej jak zwykle jest czas
- ☒ c. posiadaniem jeszcze jednej zmiennej niezależnej jak zwykle jest czas
- ☐ d. kształtem rozkładu prawdopodobieństwa

Przekrój procesu stochastycznego po czasie jest:

- ☐ a. realizacją
- ☒ b. zmienną losową
- ☐ c. rozkładem prawdopodobieństwa
- ☐ d. dystrybucją

Przestrzeń probabilistyczna zawiera:

- ☒ a. wyniki losowania
- ☐ b. prawdopodobieństwa zdarzeń
- ☐ c. dystrybucje
- ☐ d. realizacje

Proces stochastyczny musi:

- ☐ a. zawierać co najmniej jedną realizację
- ☐ b. zawierać nieskończenie wiele realizacji
- ☒ c. zawierać co najmniej 2 realizacje
- ☒ d. musi zawierać więcej niż jedną realizację

Definicja $F(x, t) = P\{x(t) < x\}$ jest:

- ☒ a. definicją dystrybuanty I-go rzędu
- ☐ b. definicją rozkładu prawdopodobieństwa I-go rzędu
- ☐ c. definicją dystrybuanty II-go rzędu
- ☐ d. definicję rozkładu prawdopodobieństwa II-go rzędu

W definicji $F(x, t) = P\{x(t) \leq x\}$, P oznacza:

- ☒ a. prawdopodobieństwo
- ☐ b. pochodną
- ☐ c. gęstość prawdopodobieństwa
- ☐ d. funkcję

W ogólnym przypadku, zmienną niezależną dystrybuanty I-rzędu procesu stochastycznego jest:

- ☐ a. wynik losowania
- ☒ b. czas
- ☐ c. sygnał
- ☐ d. prawdopodobieństwo
- ☒ e. wartość chwilowa sygnału

Zależność $E\{x(t)\}$ definiuje

- ☒ a. wartość średnią procesu stochastycznego
- ☐ b. wartość średniokwadratową procesu stochastycznego
- ☐ c. funkcję autokorelacji procesu stochastycznego
- ☐ d. rozkład prawdopodobieństwa procesu stochastycznego
- ☐ e. wariancję procesu stochastycznego

W definicji $m(t) = E\{x(t)\}$ symbol E oznacza:

- ☒ a. wartość oczekiwaną
- ☐ b. średnią geometryczną
- ☐ c. średnią arytmetyczną
- ☐ d. prawdopodobieństwo

Który z poniższych wzorów jest wzorem na obliczanie wartości średniej procesu z rozkładu prawdopodobieństwa:

- ☒ a. $\sum_{i=1}^I x_i f(x_i, t)$
- ☒ b. $\int_{-\infty}^{\infty} x f(x, t) dx$
- ☐ c. $\sum_{i=1}^I f(x_i, t)$
- ☐ d. $\int_{-\infty}^{\infty} f(x, t) dx$

Zależność $P\{x(t_1) \leq x_1, x(t_2) \leq x_2\}$ jest definicją:

- ☒ a. dystrybuanty 2. rzędu
- ☐ b. rozkładu prawdopodobieństwa 2. rzędu
- ☐ c. gęstości prawdopodobieństwa 1. rzędu
- ☐ d. rozkładu prawdopodobieństwa 1. rzędu
- ☐ e. dystrybuanty 1. rzędu
- ☐ f. gęstości prawdopodobieństwa 2. rzędu

Gęstość prawdopodobieństwa $f(x_1, x_2, t_1, t_2)$ jest definiowana jako:

- ☒ a. druga pochodna cząstkowa dystrybuanty 2-go rzędu
- ☐ b. pochodna cząstkowa dystrybuanty 2-go rzędu
- ☐ c. pochodna dystrybuanty 1-go rzędu
- ☐ d. druga pochodna cząstkowa dystrybuanty 1-go rzędu

Zaznacz prawdziwe zależności dotyczące dystrybuanty 2-go rzędu:

- ☒ a. $F(-\infty, x_2, t_1, t_2) = 0$
- ☒ b. $F(\infty, x_2, t_1, t_2) = F(x_2, t_2)$
- ☒ c. $F(x_2, -\infty, t_1, t_2) = 0$
- ☒ d. $F(x_1, \infty, t_1, t_2) = F(x_1, t_1)$

Zależność $E\{x(t_1)x(t_2)\}$ definiuje:

- ☒ a. funkcję autokorelacji dowolnego procesu
- ☐ b. funkcję autokorelacji procesu stacjonarnego
- ☐ c. funkcję autokowariancji procesu stacjonarnego
- ☐ d. funkcję autokowariancji dowolnego procesu

Zależność $C(t_1, t_2) = E\{[x(t_1) - m(t_1)][x(t_2) - m(t_2)]\}$ definiuje:

- ☒ a. funkcję autokowariancji dowolnego procesu
- ☐ b. funkcję autokowariancji procesu stacjonarnego
- ☐ c. funkcję autokorelacji dowolnego procesu
- ☐ d. funkcję autokorelacji procesu stacjonarnego

Wybierz poprawną definicję autokorelacji procesu niestacjonarnego:

- ☒ a. $R(t_1, t_2) = E\{x(t_1)x(t_2)\}$
- ☐ b. $R(\tau) = E\{x(t)x(t+\tau)\}$
- ☐ c. $R(t_1, t_2) = E\{[x(t_1) - m(t_1)][x(t_2) - m(t_2)]\}$
- ☐ d. $R(\tau) = E\{[x(t) - m][x(t+\tau) - m]\}$

W definicji $S(f_1, f_2) = \mathcal{FT}\{R(t_1, t_2)\}$ symbol $\mathcal{FT}$ oznacza:

- ☐ a. dystrybuantę 1-go rzędu
- ☐ b. dystrybuantę 2-go rzędu
- ☒ c. dwuwymiarową transformację Fouriera

- ☐ d. transformację falkową

Zależność $S(f_1, f_2) = FT\{R(t_1, t_2)\}$ definiuje:

- ☒ a. widmową gęstość mocy procesu niestacjonarnego
- ☐ b. funkcję autokorelacji procesu niestacjonarnego
- ☐ c. funkcję autokowariancji procesu niestacjonarnego
- ☐ d. dystrybuantę 2-go rzędu procesu niestacjonarnego

Proces jest całkowicie określony, jeśli:

- ☒ a. znane są statystyki dowolnego rzędu
- ☒ b. znane są dystrybuanty dowolnego rzędu
- ☒ c. znane są rozkłady prawdopodobieństwa dowolnego rzędu
- ☐ d. znane są statystyki nieskończonego rzędu

Zależność $m(t_1, t_2, \dots, t_n) = E[x(t_1)x(t_2)\dots x(t_n)]$ definiuje:

- ☒ a. moment n-tego rzędu dowolnego procesu
- ☐ b. autokowariancję n-tego rzędu dowolnego procesu
- ☐ c. dystrybuantę n-tego rzędu dowolnego procesu
- ☐ d. kumulant n-tego rzędu dowolnego procesu

Proces normalny (gaussowski) to taki proces, którego:

- ☒ a. rozkład prawdopodobieństwa jest krzywą Gaussa
- ☐ b. dystrybuanta jest krzywą Gaussa
- ☐ c. widmowa gęstość mocy jest krzywą Gaussa
- ☐ d. autokorelacja jest krzywą Gaussa

Dla procesu całkowicie stacjonarnego spełniony jest warunek lub warunki:

- ☒ a. $F(x_1, \dots, x_n, t_1 + \epsilon, \dots, t_n + \epsilon) = F(x_1, \dots, x_n, t_1, \dots, t_n)$
- ☒ b. $f(x_1, \dots, x_n, t_1 + \epsilon, \dots, t_n + \epsilon) = f(x_1, \dots, x_n, t_1, \dots, t_n)$
- ☒ c. przesunięcie punktu obserwacji nie zmienia rozkładów prawdopodobieństwa procesu
- ☐ d. $m(t) = m; R(t_1, t_2) = R(\tau)$

Proces jest słabo stacjonarny, jeśli spełniony jest warunek / warunki:

- ☒ a. $m(t) = m$ i $R(t_1, t_2) = R(\tau)$
- ☐ b. $F(x_1, \dots, x_n, t_1 + \epsilon, \dots, t_n + \epsilon) = F(x_1, \dots, x_n, t_1, \dots, t_n)$
- ☐ c. $m(t) = m$
- ☐ d. $f(x_1, \dots, x_n, t_1 + \epsilon, \dots, t_n + \epsilon) = f(x_1, \dots, x_n, t_1, \dots, t_n)$
- ☐ e. $R(t_1, t_2) = R(\tau)$

Zależność $m(t) = m = \int_R x f(x) dx$ jest słuszna dla procesu:

- ☒ a. stacjonarnego całkowicie
- ☒ b. słabo stacjonarnego
- ☐ c. lokalnie stacjonarnego

- ☐ d. cyklostacjonarnego
- ☐ e. $\mathcal{Q}$ stacjonarnego
- ☐ f. $\mathcal{M}$ stacjonarnego

Lokalna stacjonarność oznacza:

- ☒ a. niewielkie zmiany w sygnale na krótkim odcinku czasu
- ☐ b. podobieństwo grup realizacji procesu
- ☐ c. słabą stacjonarność w połączeniu ze skończonym czasem trwania procesu
- ☐ d. cykliczność zmian gęstości prawdopodobieństwa

Cyklostacjonarność definiowana jest dla:

- ☐ a. sygnałów telekomunikacyjnych
- ☒ b. sygnałów telekomunikacji cyfrowej
- ☐ c. sygnałów okresowych
- ☐ d. dowolnych sygnałów stacjonarnych

Która z poniżej prezentowanych definicji łącznej dystrybucji 2-go rzędu jest poprawna:

- ☒ a. $F(x, y, t_1, t_2) = P\{x(t_1) \leq x, y(t_2) \leq y\}$
- ☐ b. $F(x, y, t_1, t_2) = P\{x(t_1) \leq x_1, y(t_2) \leq y_1\}$
- ☐ c. $F(x, y, t_1, t_2) = F(x, y, t_1 + \epsilon, t_2 + \epsilon)$
- ☐ d. $f(x, y, t_1, t_2) = \frac{\delta^2 F(x, y, t_1, t_2)}{\delta x \delta y}$

Zależność $E\{[x(t) - m_x][y(t + \tau) - m_y]\}$:

- ☒ a. definiuje kowariancję wzajemną procesów stacjonarnych
- ☐ b. definiuje korelację wzajemną procesów stacjonarnych
- ☐ c. definiuje kowariancję wzajemną dowolnych procesów
- ☐ d. definiuje korelację wzajemną dowolnych procesów
- ☐ e. nic nie definiuje

Wartość funkcji autokowariancji w zerze określa jednocześnie:

- ☒ a. wariancję procesu
- ☐ b. energię procesu
- ☐ c. moc procesu
- ☐ d. wartość średniokwadratową procesu

Zaznacz właściwości spełniane przez funkcję autokorelacji procesu stacjonarnego:

- ☒ a. $R(0) \geq 0$
- ☒ b. $R(-\tau) = R(\tau)$
- ☒ c. $|R(\tau)| \leq R(0)$
- ☐ d. $R(\tau) \geq 0$
- ☐ e. $|R(\tau)| \geq R(0)$

Który z poniższych wzorów, określa prostą adaptacyjną formułę wyznaczania wartości średniej sygnału $x(n)$?

$$m_x(n) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)$$

- ☐ $m_x(n) = \lambda m_x(n-1) + (1-\lambda)x(n)$, $0 < \lambda < 1$
- ☒ $m_x(n) = \lambda m_x(n) + (1-\lambda)x(n-1)$, $0 < \lambda < 1$
- ☐ $m_x(n) = \lambda m_x(n-1) + \lambda x(n-1)$, $0 < \lambda < 1$
- ☐ $m_x(n) = \lambda m_x(n-1) + (1-\lambda)x(n)$, $0 > \lambda > 1$
- ☐ $m_x(n) = \lambda m_x(n-1) + (1-\lambda)x(n)$

$$m_x(n) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N m_x(n-1)$$

- ☐

Na poniższym rysunku przedstawiono wynik wyznaczania średniej metodą adaptacyjną dla dwóch różnych współczynników λ . Który wykres przedstawia chwilową wartość średnią wyznaczoną przy najmniejszym współczynniku λ ?

- ☐ niebieski
- ☐ czerwony
- ☒ zielony

*Delta Kroneckera jest dyskretną funkcją czasu, której wszystkie wartości równe są *0, a jedynie dla $n = 0$ wartość funkcji wynosi *1.

Zaznacz znane Ci własności Delty Kroneckera.

- ☒ $\delta(n) = 1$, $n = 0$
- ☒ $\delta(n) = 0$, $n \neq 0$
- ☐ $\delta(n) = 1$, $n \neq 0$
- ☐ $\delta(n) = 0$, $n = 0$
- ☒ $\delta(n-a) = 1$, $n = a$
- ☒ $\delta(n-a) = 0$, $n = 0, a \neq 0$
- ☐ $\delta(n) = \infty$, $n = \infty$
- ☐ $\delta(n) = -\infty$, $n = -\infty$
- ☐ $\delta(n) = \infty$, $n = 0$

Wskaż prawdziwe wyrażenia dla funkcji Delta Kroneckera i sygnału ciągłego $x(n)$.

- ☒ $x(t)\delta(t-b) = x(b)$
- ☒ $x(t+b)\delta(t) = x(b)$
- ☐ $x(t-b)\delta(t) = x(b)$
- ☐ $x(t)\delta(t+b) = x(b)$
- ☒ $x(t+a)\delta(t-b) = x(b+a)$
- ☐ $x(t-a)\delta(t+b) = x(b-a)$
- ☐ $x(t-a)\delta(t-b) = x(-a*b)$

• ☐ $x(t+a)\delta(t-b) = x(a*b)$

Wskaż prawdziwe własności sygnału okresowego o okresie T , gdzie $\mathbb{R}, \mathbb{Z}$ oznaczają odpowiednio zbiór liczb rzeczywistych i zbiór liczb całkowitych.

- ☒ $x(n) = x(n+kT), k \in \mathbb{Z}$
- ☐ $x(n) = x(T+kn), k \in \mathbb{Z}$
- ☐ $x(n) = x(T+kn), k \in \mathbb{R}$
- ☐ $x(n) = x(n+kT), k \in \mathbb{R}$

Iloczyn skalarny dwóch wektorów $A = (a_1, a_2, \dots, a_N), B = (b_1, b_2, \dots, b_N)$ prawidłowo określają wyrażenia:

- ☒ $A \circ B = \sum_{n=1}^N a_n b_n$
- ☒ $A \circ B = AB^T$
- ☐ $A \circ B = \sum_{n=0}^N a_N b_{n-N}$
- ☐ $A \circ B = \sum_{n=1}^N a_N b_{n-N}$
- ☐ $A \circ B = \sum_{n=0}^N a(n) b(n-N)$
- ☐ $A \circ B = \sum_{n=1}^N a(n) b(n-N)$

Zaznacz prawdziwe wyrażenia odnoszące się do normy wektora $A = (a_1, a_2, \dots, a_N)$

- ☒ $\|A\| = \sqrt{A \circ A}$
- ☒ $\|A\| = \sqrt{A A^T}$
- ☒ $\|A\| = \sqrt{\sum_{n=1}^N a_n^2}$
- ☐ $\|A\| = \sqrt{A^T A^T}$
- ☐ $\|A\| = \sqrt{A^T A}$
- ☐ $\|A\| = \sqrt{A^T \circ A^T}$
- ☐ $\|A\| = A \circ A$
- ☐ $\|A\| = \left| \sum_{n=1}^N a_n^2 \right|$

Policz normę wektora $A = [(-2), 3, 4]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [4, (-5), 1]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [(-1), 4, (-3)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [(-4), (-5), (-5)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [2, (-1), 5]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [(-4), 2, (-5)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [(-4), (-5), (-2)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [4, (-3), 2]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [3, (-1), (-5)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [1, (-4), (-4)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [(-3), 1, (-4)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [2, 5, 5]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [5, (-5), 3]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [4, (-3), (-1)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [(-1), 4, (-3)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [(-3), 3, 1]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [1, (-5), (-2)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [4, (-2), (-3)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [3, (-3), 3]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [3, (-5), (-5)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [(-2), 3, (-2)]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [4, 2, 1]$ z dokładnością ± 0.5

Policz normę wektora $A = [(-3), 3, 1]$ z dokładnością ± 0.5

Które z poniższych właściwości są prawdziwe dla funkcji korelacji wzajemnej procesów stacjonarnych:

- ☒ a. $R_{xy}(-\tau) = R_{yx}(\tau)$
- ☒ b. $R_{yx}(-\tau) = R_{xy}(\tau)$
- ☐ c. $R_{xy}(-\tau) = R_{xy}(\tau)$
- ☐ d. $R_{yx}(-\tau) = R_{yx}(\tau)$

Które z poniższych właściwości są słuszne dla widmowej gęstości mocy procesu stacjonarnego:

- ☒ a. $S(-f) = S(f)$
- ☒ b. $S(f) \geq 0$
- ☒ c. $S(f)$ jest rzeczywista
- ☐ d. $S(f)$ jest zespolona
- ☐ e. $S(f)$ jest dodatnio określona
- ☐ f. $S(f)$ ma maksimum w zerze

Procesy stochastyczne stacjonarne, dla których funkcja korelacji wzajemnej jest równa zero dla dowolnego opóźnienia nazywamy procesami:

- ☒ a. ortogonalnymi
- ☐ b. statystycznie niezależnymi
- ☐ c. zerowymi
- ☐ d. liniowo-niezależnymi
- ☐ e. niepowiązanymi
- ☐ f. lokalnie stacjonarnymi

Założenie o ergodyczności pozwala na:

- ☒ a. zastąpienie uśredniania po zbiorze uśrednianiem po czasie przy wyznaczaniu statystyk procesu
- ☒ b. wyznaczenie statystyk procesu dysponując jedynie jedną realizacją

- ☒ c. wyznaczenie estymatorów statystyk procesu na podstawie jednej realizacji
- ☐ d. wyznaczenie statystyk procesu stacjonarnego
- ☐ e. skorzystanie z pojęcia lokalnej stacjonarności

Pojęcie cyklostacjonarności dotyczy:

- ☒ a. sygnałów telekomunikacji cyfrowej
- ☐ b. dowolnych sygnałów telekomunikacyjnych
- ☐ c. dowolnych sygnałów wolnozmiennych
- ☐ d. sygnałów ergodycznych
- ☐ e. sygnałów akustycznych
- ☐ f. sygnałów medycznych

Twierdzenie ergodyczne dla wartości średniej procesu z czasem ciągłym ma postać:

- ☒ a.
$$m = E\{x(t)\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt$$
- ☐ b.
$$m = E\{x(t)\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T x(t) dt$$
- ☐ c.
$$m = E\{x(t)\} = \frac{1}{T} \int_{-T}^T x(t) dt$$
- ☐ d.
$$m = E\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) dt$$
- ☐ e.
$$m = E\{x(t)\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T x(t) dt$$

Zależność pomiędzy autokorelacją na wyjściu i na wyjściu systemu liniowego niezmiennego w czasie ma postać:

- ☒ a. $R_{yy}(\tau) = R_{xx}(\tau) * h(\tau) * h(-\tau)$
- ☐ b. $R_{yx}(\tau) = R_{xx}(\tau) * h(\tau) * h(-\tau)$
- ☐ c. $R_{xy}(\tau) = R_{xx}(\tau) * h(\tau)$
- ☐ d. $R_{yy}(\tau) = R_{xx}(\tau) h(\tau)$
- ☐ e. $R_{xy}(\tau) = R_{xx}(\tau) h(\tau)$
- ☐ f. $R_{yx}(\tau) = R_{xx}(\tau) h(\tau)$

Zależność pomiędzy widmowymi gęstościami mocy na wyjściu i na wyjściu systemu liniowego niezmiennego w czasie ma postać:

- ☒ a. $S_{yy}(f) = S_{xx}(f) |H(f)|^2$
- ☐ b. $S_{yy}(f) = S_{xx}(f) |H(f)|$
- ☐ c. $S_{yy}(f) = S_{xx}(f) H(f)$

- ☐ d. $S_{xy}(f) = S_{xx}(f)H(f)$
- ☐ e. $S_{yx}(f) = S_{xx}(f)H(f)$

Które z poniższych zależności są poprawne, jeśli x dotyczy sygnału wejściowego, y dotyczy sygnału wyjściowego, S jest oznaczeniem widmowej gęstości mocy zaś $H(f)$ oznacza funkcję transmitancji systemu liniowego inercyjnego niezmiennego w czasie

- ☒ $S_{yy}(f) = S_{xx}(f)|H(f)|^2$
- ☒ $S_{yx}(f) = S_{xx}(f)H(f)$
- ☐ $S_{xy}(f) = S_{xx}(f)H(f)$
- ☐ $S_{yy}(f) = S_{xx}(f)H(f)$
- ☐ $S_{yx}(f) = S_{xx}(f)|H(f)|$

To, że odpowiedź impulsowa systemu posiada niezerowe wartości tylko dla czasu większego lub równego zero jest warunkiem:

- ☒ a. przyczynowości systemu
- ☐ b. stabilności systemu
- ☐ c. wszechprzepustowości systemu
- ☐ d. nie wprowadzania przez system opóźnień

Odpowiedź impulsowa opisuje:

- ☒ a. odpowiedź systemu na impuls Dirac'a
- ☒ b. odpowiedź systemu na impuls Kronecker'a
- ☐ c. odpowiedź systemu na skok jednostkowy
- ☐ d. odpowiedź systemu na sygnał sinusoidalny o zadanej częstotliwości
- ☐ e. odpowiedź systemu na funkcję grzebieniową
- ☐ f. odpowiedź systemu na impuls Gibbs'a

Systemu zmienne w czasie różnią się od systemów niezmiennych w czasie tym, że

- ☒ a. odpowiedź impulsowa jest zależna od czasu pobudzenia systemu
- ☒ b. funkcja transmitancji jest funkcją zarówno częstotliwości jak i czasu
- ☐ c. sygnał na jego wyjściu zmienia się niezależnie od sygnału wejściowego
- ☐ d. odpowiedź systemu w danej chwili czasu zależy jedynie od sygnału na wejściu w tej samej chwili czasu

Prawdziwe jest stwierdzenie:

- ☒ a. odpowiedź impulsowa jest odwrotną transformatą Fouriera funkcji transmitancji
- ☒ b. funkcja transmitancji jest transformatą Fouriera z odpowiedzi impulsowej
- ☐ c. odpowiedź impulsowa jest transformatą Fouriera z funkcji transmitancji
- ☐ d. funkcja transmitancji jest odwrotną transformatą Fouriera z odpowiedzi impulsowej

Czy prawdziwa jest zależność $P(D, H) = P(D|H)P(H)$?

- ☒ True
- ☐ False

Z faktu $v_1, v_2 \in \mathbb{R}^N, v_1 \perp v_2$ dla $N > 2$ wynika, że oba wektory:

- ☒ są liniowo niezależne
- ☐ są liniowo zależne

- ☐ są liniową kombinacją
- ☐ stanowią bazę przestrzeni $\mathbb{R}^N$
- ☒ mogą być elementami bazy $\mathbb{R}^N$

Z faktu $v_1, v_2 \in \mathbb{R}^N$ dla $N > 2$ są liniowo niezależne wynika, że oba wektory:

- ☒ $v_1 \perp v_2$
- ☐ są liniowo ortonormalne
- ☐ są liniową kombinacją
- ☐ stanowią bazę przestrzeni $\mathbb{R}^N$
- ☒ mogą być elementami bazy $\mathbb{R}^N$

Zaznacz prawdziwe stwierdzenia:

- ☒ Każdy wektor w danej przestrzeni można otrzymać przez kombinację liniową wektorów bazy.
- ☐ Dowolny wektor w danej przestrzeni można otrzymać przez kombinację ortogonalną wektorów bazy.
- ☐ Każdy wektor w danej przestrzeni można otrzymać przez kombinację ortogonalną wektorów ortogonalnych.
- ☐ Każdy wektor w danej przestrzeni można otrzymać przez kombinację ortogonalną wektorów ortonormalnych.
- ☐ Każdy wektor w danej przestrzeni można otrzymać przez ortonormalizację tego wektora.

Zaznacz tylko warunek konieczny, który pozwala określić dany zbiór wektorów jako bazę przestrzeni.

- ☒ Wszystkie wektory są liniowo niezależne względem siebie i stanowią zbiór maksymalny w tej przestrzeni.
- ☐ Wszystkie wektory są liniowo niezależne względem siebie, są do siebie ortogonalne i stanowią zbiór maksymalny w tej przestrzeni.
- ☐ Wszystkie wektory są liniowo zależne względem siebie, są do siebie prostopadłe i stanowią zbiór maksymalny w tej przestrzeni.
- ☐ Wszystkie wektory muszą być ortonormalne i liniowo niezależne względem siebie.
- ☐ Wszystkie wektory muszą być ortogonalne i liniowo niezależne względem siebie.

Zaznacz prawdziwe stwierdzenia dla przestrzeni $\mathbb{R}^5$.

- ☒ Liczba wektorów bazy równa się 5 a liczba wektorów pozostałych jest nieskończona
- ☐ Rozmiar (ilość współrzędnych) wektorów bazy równa się 5 a rozmiar wektorów pozostałych jest nieskończony
- ☐ Liczba wektorów bazy jest nieskończona a liczba wektorów pozostałych jest równa 5
- ☐ Rozmiar (ilość współrzędnych) wektorów bazy jest nieskończony a liczba wektorów bazy wynosi 5

W przestrzeni $\mathbb{R}^5$ można stworzyć tylko 5 losowo wybranych wektorów, które są permutacją wektorów bazy.

- ☐ True
- ☒ False

Jeżeli dwa wektory v_1, v_2 są ortogonalne to:

- ☒ na pewno są prostopadłe
- ☐ na pewno są ortonormalne
- ☒ na pewno są liniowo niezależne
- ☐ $v_1^* v_2^T = 1$
- ☒ $v_1^* v_2^T = 0$

Najczęściej spotykana definicja normy wektora $A = (a_1, \dots, a_N)$ to:

• ☒ $\|A\| = \sqrt{A A^T}$

• ☐ $\|A\| = \sqrt{\sum_{n=0}^N a_n^2}$

• ☐ $\|A\| = \sqrt{\sum_{n=0}^N (a_n - a_{n+1})^2}$

$$A = (a_1, \dots, a_N), B = (b_1, \dots, b_N), \|A\| = \sum_{n=1}^N |a_n| \quad ?:$$

Jaka metryka wyniknie z przyjętej normy

• ☒ $\sum_{n=1}^N |a_n - b_n|$

• ☐ $\sum_{n=1}^N |a_n - b_n|^2$

• ☐ $\sqrt{\sum_{n=1}^N |a_n - b_n|^2}$

W pewnej przestrzeni przyjęto następującą definicję normy

$$A = (a_1, \dots, a_N), B = (b_1, \dots, b_N), \|A\| = \max_{1 \leq n \leq N} |a_n|. \text{ Jaka odległość } \|A - B\| \text{ wyniknie z przyjętej normy?}$$

• ☒ $\max_{1 \leq n \leq N} |a_n - b_n|$

• ☒ $\max_{1 \leq n \leq N} |b_n - a_n|$

• ☐ $\max_{1 \leq n \leq N} |a_n - b_n|^2$

• ☐ $\max_{1 \leq n \leq N} \sqrt{|a_n - b_n|^2}$

• ☐ $\sqrt{\max_{1 \leq n \leq N} (a_n - b_n)^2}$

Dwa wektory $v_1 = (0, 0, 1)$, $v_2 = (1, 0, 0, 0)$.

• ☒ należą do innych przestrzeni

• ☐ są ortogonalne

• ☐ są ortonormalne

• ☐ są ortogonalne i ortonormalne

• ☐ są dwoma wektorami bazy przestrzeni $\mathbb{R}^N$

Czy baza przestrzeni musi być ortonormalna (tak/nie)?

Czy baza przestrzeni musi być ortogonalna (tak/nie)?

Jedyna ortogonalna baza przestrzeni $\mathbb{R}^2$ to wektory $e_1 = (1,0), e_2 = (0,1)$.

- ☐ True
- ☒ False

Jedyna ortonormalna baza przestrzeni $\mathbb{N}^2$ to wektory $e_1 = (1,0), e_2 = (0,1)$.

- ☐ True
- ☒ False

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-1), 2*(-3), 2*1]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*3, 2*0, 2*4]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-2), 2*(-2), 2*4]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-4), 2*2, 2*2]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-2), 2*4, 2*3]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-5), 2*(-4), 2*2]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*0, 2*4, 2*(-4)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*-0, 2*(-2), 2*(-4)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-2), 2*(-2), 2*(-2)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*4, 2*2, 2*(-3)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w.

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*4, 2*4, 2*1]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*4, 2*(-5), 2*(-2)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-1), 2*(-3), 2*1]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-1), 2*2, 2*(-3)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-2), 2*3, 2*(-1)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-3), 2*0, 2*(-1)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-4), 2*2, 2*2]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-1), 2*1, 2*(-1)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-1), 2*(-1), 2*1]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*4, 2*(-5), 2*(-2)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*2, 2*(-5), 2*1]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-2), 2*2, 2*3]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-2), 2*4, 2*3]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-2), 2*3, 2*(-1)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-1), 2*1, 2*(-3)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*1, 2*1, 2*4]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Dla macierzy wektorów bazowych B wygenerowanej poleceniem $B=2*\text{eye}(3)$ i wektora $w=[2*(-3), 2*0, 2*(-1)]$ wyznacz iloczyn skalarny wektora złożonego ze współczynników reprezentacji wektora w .

Aby w przestrzeni $\mathbb{R}^N$, o bazie zapisanej w macierzy B (gdzie każda kolumna to wektor bazy od b_1 do b_n) współczynniki reprezentacji wektora (oznaczone jako wektor α) były takie same jak współczynniki danego wektora w muszą zachodzić warunki (zaznacz wszystkie prawdziwe):

- ☒ $BB^T = I$, gdzie I to macierz jednostkowa rozmiaru N
- ☐ $BB^T = I$, gdzie I to macierz jednostkowa rozmiaru ∞
- ☒ $B = I$, gdzie I to macierz jednostkowa rozmiaru N
- ☐ $B = I$, gdzie I to macierz jednostkowa rozmiaru ∞
- ☐ $\alpha B = I$, gdzie I to macierz jednostkowa rozmiaru ∞
- ☐ $\alpha B^{-1} = I$, gdzie I to macierz jednostkowa rozmiaru ∞
- ☐ $wB = I$, gdzie I to macierz jednostkowa rozmiaru N
- ☐ $wB^{-1} = I$, gdzie I to macierz jednostkowa rozmiaru N

Które zbiory wektorów mogą stanowić bazę przestrzeni?

- ☒ $B = [(1,0,\dots,0)^T, (0,1,\dots,0)^T, \dots, (0,\dots,0,1)^T]$ (jedynka na przekątnej)
- ☒ $b_k(n) = \sin(2\pi k/Nn)$, $k, n \in \langle 0, N-1 \rangle$
- ☐ $b_k(n) = \sin(2\pi k/Nn)$, $n \in \langle 0, N-1 \rangle$, $k = 2n$
- ☒ $B = [(0,1,\dots,1)^T, (1,0,\dots,1)^T, \dots, (1,\dots,1,0)^T]$ (zero na przekątnej)
- ☐ $B = [(0,1,1,1)^T, (1,0,1,1)^T, (1,1,1,0)^T]$
- ☐ $B = [(1,0,1,4)^T, (2,0,3,1)^T, (3,-1,-2,-2)^T, (2,1,0,1)^T, (3,-1,4,0)^T]$

Niech H_0 oznacza hipotezę "szum" a H_1 hipotezę "szum+sygnał".

Niech D_0 oznacza decyzję "H0 jest prawdziwa" a D_1 niech oznacza decyzję "H1 jest prawdziwa".

Prawdopodobieństwo $P(D_1|H_0)$ to prawdopodobieństwo:

- ☒ a. fałszywego alarmu
- ☐ b. detekcji sygnału

Niech H_0 oznacza hipotezę "szum" a H_1 hipotezę "szum+sygnał".

Niech D_0 oznacza decyzje "H0 jest prawdziwa" a D_1 niech oznacza decyzje "H1 jest prawdziwa".

Prawdopodobieństwo $P(D_0|H_0)$ to prawdopodobieństwo:

- ☒ a. podjęcia właściwej decyzji o braku sygnału
- ☐ b. podjęcia właściwej decyzji o wykryciu sygnału
- ☐ c. podjęcia błędnej decyzji o istnieniu sygnału
- ☐ d. podjęcia błędnej decyzji o istnieniu sygnału

Niech H_0 oznacza hipotezę "szum" a H_1 hipotezę "szum+sygnał".

Niech D_0 oznacza decyzje "H0 jest prawdziwa" a D_1 niech oznacza decyzje "H1 jest prawdziwa".

Prawdopodobieństwo $P(D_1|H_1)$ to prawdopodobieństwo:

- ☒ a. detekcji sygnału
- ☐ b. fałszywego alarmu

Niech H_0 oznacza hipotezę "szum" a H_1 hipotezę "szum+sygnał".

Niech D_0 oznacza decyzje "H0 jest prawdziwa" a D_1 niech oznacza decyzje "H1 jest prawdziwa".

Prawdopodobieństwo $P(D_0|H_1)$ to prawdopodobieństwo:

- ☐ a. podjęcia właściwej decyzji o braku sygnału
- ☒ b. "przeoczenia" sygnału
- ☐ c. detekcji sygnału

Niech H_0 oznacza hipotezę "szum" a H_1 hipotezę "szum+sygnał".

Niech D_0 oznacza decyzje "H0 jest prawdziwa" a D_1 niech oznacza decyzje "H1 jest prawdziwa".

Prawdopodobieństwo fałszywego alarmu to:

- ☐ a. $P(D_0|H_1)$
- ☐ b. $P(D_1|H_1)$
- ☒ c. $P(D_1, H_0)/P(H_0)$
- ☐ d. $P(D_1)$

Niech H_0 oznacza hipotezę "szum" a H_1 hipotezę "szum+sygnał".

Niech D_0 oznacza decyzje "H0 jest prawdziwa" a D_1 niech oznacza decyzje "H1 jest prawdziwa".

Prawdopodobieństwo detekcji sygnału to:

- ☐ a. $P(D_0|H_0)$
- ☐ b. $P(D_1)$
- ☒ c. $P(D_1|H_1)$

Niech H_0 oznacza hipotezę "szum" a H_1 hipotezę "szum+sygnał".

Niech D_0 oznacza decyzje "H0 jest prawdziwa" a D_1 niech oznacza decyzje "H1 jest prawdziwa".

Wyrażenie $P(D_0|H_0) + P(D_1|H_0)$ jest:

- ☐ a. zawsze < 1
- ☒ b. zawsze $= 1$
- ☐ c. zawsze > 1
- ☐ d. zawsze $= 0$

Załozmy, że rozkłady hipotezy H_0 i H_1 są gaussowskie (normalne) z parametrami odpowiednio m_0 , s_0 oraz m_1 , s_1 .

Współczynnik detekowalności klas (separowalności) zależy od $|m_0 - m_1|$:

- ☒ a. wprost proporcjonalnie
- ☐ b. odwrotnie proporcjonalnie

Prawdopodobieństwa $P(H_0)$ i $P(H_1)$ to tzw. prawdopodobieństwa:

- ☒ a. apriori
- ☐ b. aposteriori

Zależność $E\{[x(t) - m(t)]^2\}$ definiuje

- ☒ a. wariancję procesu stochastycznego
- ☐ b. wartość średnią procesu stochastycznego
- ☐ c. rozkład prawdopodobieństwa procesu stochastycznego
- ☐ d. funkcję autokowariancji procesu stochastycznego
- ☐ e. wartość średniokwadratową procesu stochastycznego

Twierdzenie ergodyczne dla wartości średniej procesu z czasem dyskretnym ma postać:

- ☒ a.
$$m = E\{x(t)\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N} \sum_{t=-N}^N x(t)$$
- ☐ b.
$$m = E\{x(t)\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=-N}^N x(t)$$
- ☐ c.
$$m = E\{x(t)\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{t=-N}^N x(t)$$
- ☐ d.
$$m = E\{x(t)\} = \frac{1}{2N} \sum_{t=-N}^N x(t)$$
- ☐ e.
$$m = E\{x(t)\} = \sum_{t=-\infty}^{\infty} x(t)$$

Dla systemu inercyjnego przyczynowego

- ☒ a. jego odpowiedź zależy od aktualnej i poprzednich w czasie wartości pobudzenia
- ☐ b. jego odpowiedź zależy od poprzednich w czasie wartości pobudzenia
- ☐ c. jego odpowiedź zależy od aktualnej wartości pobudzenia
- ☐ d. jego odpowiedź jest minimalnofazowa

Relacje między wyjściem a wejściem systemu liniowego inercyjnego niezmiennego w czasie dla czasu ciągłego opisuje zależność

- ☒ a.
$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(t-\tau) d\tau$$

- ☐ b. $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) x(t-\tau) d\tau$
- ☐ c. $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(t-\tau) d\tau$
- ☐ d. $y(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T h(\tau) x(t-\tau) d\tau$
- ☐ e. $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(\tau) d\tau$
- ☐ f. $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(\tau-t) d\tau$
- ☐ g. $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) x(t-\tau) d\tau$

Relacje między wyjściem a wejściem systemu liniowego inercyjnego niezmiennego w czasie dla czasu dyskretnego opisuje zależność

- ☒ a. $y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) x(t-k)$
- ☐ b. $y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) x(t-k) dt$
- ☐ c. $y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) x(k-t)$
- ☐ d. $y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) x(t+k)$
- ☐ e. $y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) x(k+t)$
- ☐ f. $y(t) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} h(k) x(t-k)$

W jakiej metodzie identyfikacji systemu moduł funkcji transmitancji wyznaczany jest z zależności

$|\widehat{H}(f)| = \frac{\widehat{A}_y(f)}{\widehat{A}_x(f)}$, gdzie A_x i A_y są amplitudami sygnałów wejściowego i wyjściowego

- ☒ a. sinusoidalnej
- ☐ b. korelacyjnej
- ☐ c. widmowej
- ☐ d. impulsowej

W jakiej metodzie identyfikacji systemu moduł funkcji transmitancji wyznaczany jest z zależności

$$|\hat{H}(f)| = \sqrt{\frac{\hat{S}_{yy}(f)}{\hat{S}_{xx}(f)}}, \text{ gdzie } S \text{ oznacza widmową gęstość mocy}$$

- ☒ a. korelacyjnej
- ☐ b. widmowej
- ☐ c. sinusoidalnej
- ☐ d. impulsowej

W jakiej metodzie identyfikacji systemu funkcja transmitancji wyznaczana jest z zależności

$$\hat{H}(f) = \frac{\hat{S}_{yx}(f)}{\hat{S}_{xx}(f)}, \text{ gdzie } S \text{ oznacza widmową gęstość mocy}$$

- ☒ a. korelacyjnej
- ☐ b. widmowej
- ☐ c. sinusoidalnej
- ☐ d. impulsowej

W jakiej metodzie identyfikacji systemu odpowiedź impulsowa wyznaczana jest z zależności

$$\hat{h}(\tau) = \hat{R}_{yx}(\tau) * \hat{R}_{xx}^{-1}(\tau)$$

- ☒ a. korelacyjnej
- ☐ b. widmowej
- ☐ c. impulsowej
- ☐ d. sinusoidalnej

Estymacja to

- ☒ a. oszacowanie statystyki bądź parametru procesu stochastycznego na podstawie skończonego zbioru próbek jednej z realizacji
- ☐ b. oszacowanie statystyki bądź parametru procesu stochastycznego na podstawie jednej realizacji
- ☐ c. oszacowanie statystyki lub parametru procesu stochastycznego na podstawie skończonego zbioru próbek kilku realizacji
- ☐ d. oszacowanie przyszłej wartości procesu stochastycznego na podstawie zbioru próbek
- ☐ e. odtworzenie sygnału analogowego na podstawie próbek sygnału cyfrowego
- ☐ f. oszacowanie wartości sygnału analogowego na podstawie próbek sygnału

Do przeprowadzenia estymacji statystyki lub parametru procesu konieczne jest co najmniej

- ☒ a. N próbek jednej z realizacji
- ☐ b. N próbek kilku realizacji
- ☐ c. próbki jednej z realizacji
- ☐ d. przekrój procesu po czasie
- ☐ e. przekrój procesu po zbiorze

Aby możliwe było przeprowadzenie estymacji, proces musi być procesem

- ☒ a. stacjonarnym i ergodycznym
- ☐ b. dobrze uwarunkowanym
- ☐ c. ergodycznym
- ☐ d. stacjonarnym
- ☐ e. niezmiennym w czasie

Ergodyczność procesu pozwala na

- ☒ a. estymację statystyk na podstawie skończonego zbioru próbek jednej z realizacji
- ☒ b. wyznaczenie statystyk procesu na podstawie jednej realizacji
- ☒ c. zastąpienie uśredniania po zbiorze uśrednianiem po czasie
- ☐ d. zastąpienie uśredniania po czasie uśrednianiem po zbiorze

- ☐ e. wyznaczenie statystyk procesu z przekroju po czasie

Estymator

- ☒ a. jest wielkością losową
- ☐ b. jest wielkością deterministyczną
- ☒ c. posiada rozkład prawdopodobieństwa
- ☐ d. jest statystycznie niezależny
- ☐ e. jest nieskorelowany

Estymator jest wielkością losową, ponieważ zależy od

- ☒ a. wyboru fragmentu realizacji
- ☐ b. realizacji próbkowania i kwantowania sygnału
- ☐ c. wyboru fragmentów realizacji
- ☐ d. liczby próbek

Wartość estymatora zwykle różni się od wartości dokładnej estymowanej wielkości, ponieważ

- ☒ a. skrócony zbiór próbek nie jest reprezentatywny dla całej realizacji
- ☐ b. operuje na próbkach a błędy próbkowania są nieuniknione
- ☐ c. estymacja realizowana jest w oparciu o jedną realizację
- ☐ d. nie dysponujemy wszystkimi realizacjami

Błąd średniokwadratowy estymacji zdefiniowany jest zależnością

- ☒ a. $E\{|A - \hat{A}|^2\}$
- ☐ b. $|E\{A - \hat{A}\}|^2$
- ☐ c. $E\{|\hat{A} - E\{\hat{A}\}|^2\}$
- ☐ d. $|A - \hat{A}|^2$
- ☐ e. $E\{|A^2 - \hat{A}^2|\}$

Wariancja estymatora zdefiniowana jest zależnością

- ☒ a. $E\{|\hat{A} - E\{\hat{A}\}|^2\}$
- ☐ b. $E\{|A - E\{\hat{A}\}|^2\}$
- ☐ c. $E\{|\hat{A} - E\{\hat{A}\}|\}$
- ☐ d. $|E\{\hat{A} - E\{\hat{A}\}\}|^2$

Obciążenie estymatora zdefiniowane jest zależnością

- ☒ a. $A - E\{\hat{A}\}$
- ☐ b. $\hat{A} - E\{\hat{A}\}$
- ☐ c. $A - E\{A\}$
- ☐ d. $\hat{A} - E\{A\}$

Obciążenie estymatora opisuje

- ☒ a. na ile średnio wynik estymacji różnił się będzie od dokładnej wartości

- ☐ b. rozrzut wyników wokół wartości średniej wyników estymacji
- ☐ c. na ile dany wynik będzie się różnił od poprzedniego wyniku
- ☐ d. na ile dany wynik będzie się różnił od wartości dokładnej

Wariancja estymatora opisuje

- ☒ a. rozrzut wyników wokół wartości średniej estymatora
- ☐ b. rozrzut wyników wokół wartości dokładnej estymowanej wielkości
- ☐ c. systematyczną niezgodność uzyskiwanych wyników z dokładną estymowaną wartością
- ☐ d. rozrzut wyników wokół wariancji

Jeśli α jest poziomem ufności a $[a, b]$ jest przedziałem ufności estymatora $\widehat{A}$ o rozkładzie $f(\widehat{A})$, to prawdziwa jest zależność

$$\alpha = \int_a^b f(\widehat{A}) d\widehat{A}$$

- ☒ a.

$$[a, b] = \int_a^b f(\alpha) d\alpha$$

- ☐ b.

$$[a, b] = \int_{-\infty}^{\infty} \} f(\alpha) d\alpha$$

- ☐ c.

$$\alpha = \int_{-\infty}^{\infty} f(\widehat{A}) d\widehat{A}$$

- ☐ d.

Które z poniższych warunków spełnia poziom ufności α estymatora

- ☒ a. $0 \leq \alpha \leq 1$
- ☐ b. $-\infty \leq \alpha \leq \infty$
- ☐ c. $0 \leq \alpha$
- ☐ d. $\alpha \leq 1$
- ☐ e. $0 \geq \alpha$
- ☐ f. $\alpha \geq 1$

Poziom ufności opisuje

- ☒ a. prawdopodobieństwo, że wynik estymacji znajdzie się w przedziale ufności
- ☐ b. pewność, że wynik estymacji znajdzie się w przedziale ufności
- ☐ c. ryzyko, że wynik estymacji znajdzie się w przedziale ufności
- ☐ d. prawdopodobieństwo, że wynik estymacji znajdzie się poza przedziałem ufności
- ☐ e. pewność, że wynik estymacji znajdzie się poza przedziałem ufności

Estymator zgodny, to taki

- ☒ a. dla którego odległość wyników estymacji w sensie statystycznym, maleje ze wzrostem liczby próbek N
- ☐ b. którego obciążenie jest zerowe jeśli liczba próbek jest coraz większa
- ☐ c. dla którego wyniki są najlepsze z możliwych do uzyskania przy danej liczbie próbek
- ☐ d. błąd średniokwadratowy jest na zadawalającym poziomie i osiąga wartość minimalną

Estymator wartości średniej procesu dany jest zależnością

- ☒ a. $\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N x(t)$
- ☐ b. $\sum_{t=1}^N x(t)$
- ☐ c. $\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N x(t)$
- ☐ d. $\lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{t=1}^N x(t)$
- ☐ e. $\sum_{t=-\infty}^{\infty} x(t)$

Estymator wariancji procesu dany jest zależnością

- ☒ a. $\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [x(t) - \hat{m}]^2$
- ☐ b. $\sum_{t=1}^N [x(t) - \hat{m}]^2$
- ☐ c. $\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [x(t) - \hat{m}]$
- ☐ d. $\sum_{t=1}^N [x(t) - \hat{m}]$
- ☐ e. $\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [x(t) - \hat{m}]^2$

Estymator gęstości prawdopodobieństwa dany jest zależnością

- ☒ a. $\hat{f}(x) = \frac{N_x}{Nw}$
- ☐ b. $\hat{f}(x) = \frac{N_x}{N}$
- ☐ c. $\hat{f}(x) = \frac{N_x}{w}$
- ☐ d. $\hat{f}(x) = \frac{N_x}{Nx}$
- ☐ e. $\hat{f}(x) = \frac{N_x}{x}$

We wzorze $\hat{f}(x) = \frac{N_x}{Nw}$ wielkość w jest

- ☒ a. szerokością przedziału estymacji
- ☐ b. chwilową wartością sygnału

- ☐ c. chwilową wartością próbki
- ☐ d. oknem czasowym

Estymator funkcji autokorelacji procesu zdefiniowany jest zależnością

- ☒ a.
$$R_{xx}(k) = \frac{1}{N-k} \sum_{t=1}^{N-k} x(t)x(t+k)$$
- ☐ b.
$$R_{xx}(k) = \sum_{t=1}^{N-k} x(t)x(t+k)$$
- ☐ c.
$$R_{xx}(k) = \frac{1}{N-k} \sum_{t=1}^{N-k} x(k)x(t+k)$$
- ☐ d.
$$R_{xx}(k) = \sum_{t=1}^{N-k} x(k)x(t+k)$$

Metody parametryczne różnią się od metod nieparametrycznych estymacji widmowej gęstości mocy tym, że

- ☒ a. przyjmowany jest model sygnału
- ☐ b. widmowa gęstość mocy zależy od parametrów estymacji
- ☐ c. jesteśmy w stanie wyestymować jedynie pewne parametry widmowej gęstości mocy
- ☐ d. zakładana jest wartość pewnych niezmienników widmowej gęstości mocy

Estymator widmowej gęstości mocy procesu można uzyskać z zależności (FT oznacza transformację Fouriera)

- ☒ a. $FT\{\hat{R}(k)w(k)\}$
- ☒ b. $|FT\{x(t)w(t)\}|^2$
- ☐ c. $|FT\{x(t)w(t)\}|$
- ☐ d. $|FT\{\hat{R}(k)w(k)\}|^2$

Okno W w metodach estymacji widma stosowane jest w celu

- ☒ a. zmniejszenia wariancji estymatora wgm
- ☐ b. wycięcia fragmentu sygnału
- ☐ c. wygładzenia sygnału
- ☒ d. zmniejszenia przecieku widma
- ☐ e. zmniejszenia szerokości pasma przejściowego

Metoda Burg'a estymacji widmowej gęstości mocy jest metodą

- ☒ a. parametryczną
- ☐ b. nieparametryczną
- ☐ c. podprzestrzeni
- ☐ d. efektywną

Modulacje cyfrowe różnią się od modulacji analogowych tym, że

- ☒ a. sygnał modulujący jest sygnałem cyfrowym
- ☐ b. sygnał modulowany jest sygnałem cyfrowym
- ☐ c. przez kanał telekomunikacyjny przesyłany jest sygnał cyfrowy
- ☐ d. przez kanał telekomunikacyjny przesyłany jest sygnał dyskretny

- ☐ e. sygnał przesyłany jest przez kanał cyfrowy

Wartościowość modulacji jest to

- ☒ a. liczba wartości jaka może przyjąć każdy z symboli
- ☐ b. liczba bitów zajmowanych przez pojedynczy symbol
- ☐ c. liczba opisująca efektywność modulacji
- ☐ d. liczba nośnych użytych w modulacji

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT)$$

Zależność opisuje sygnał telekomunikacyjny

- ☒ a. analogowy w paśmie podstawowym
- ☐ b. dyskretny w paśmie podstawowym
- ☐ c. analogowy na częstotliwości pośredniej
- ☐ d. dyskretny na częstotliwości pośredniej
- ☐ e. analogowy na częstotliwości nośnej
- ☐ f. dyskretny na częstotliwości nośnej

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT)$$

W zależności opisującej sygnał telekomunikacyjny, a_n jest

- ☐ a. ciągiem symboli zawierających informację
- ☐ b. ciągiem bitów zawierających informację
- ☐ c. sygnałem dyskretnym przed modulacją
- ☒ d. ciągiem wartości odpowiadających symbolom
- ☐ e. ciągiem wartości odpowiadających bitom

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT)$$

W zależności opisującej sygnał telekomunikacyjny, T jest

- ☒ a. czasem trwania symbolu
- ☐ b. czasem trwania bitu informacji
- ☐ c. czasem trwania próbki
- ☐ d. okresem drgań nośnej
- ☐ e. odstępem pomiędzy próbkami

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT)$$

W zależności opisującej sygnał telekomunikacyjny, g jest

- ☒ a. oknem czasowym kształtującym widmo sygnału
- ☒ b. filtrem nadawczym
- ☒ c. filtrem transmisyjnym
- ☐ d. oknem częstotliwościowym kształtującym widmo sygnału

Szybkość symbolowa modulacji (transmisji) zdefiniowana jest wzorem

- ☒ a. $\frac{1}{T}$ gdzie T jest czasem trwania symbolu
- ☐ b. $\frac{m}{T}$ gdzie T jest czasem trwania symbolu a m jest liczbą bitów przypadających na symbol
- ☐ c. $\frac{1}{T}$ gdzie T jest czasem trwania symbolu

- ☐ d. $\frac{T}{m}$ gdzie T jest czasem trwania symbolu a m jest liczbą bitów zajmowanych przez symbol

Szybkość bitowa modulacji (transmisji) zdefiniowana jest zależnością

- ☒ a. $\frac{m}{T}$ gdzie T jest czasem trwania symbolu a m jest liczbą bitów zajmowanych przez symbol
- ☐ b. $\frac{T}{m}$ gdzie T jest czasem trwania symbolu a m jest liczbą bitów zajmowanych przez symbol
- ☐ c. $\frac{1}{T}$ gdzie T jest czasem trwania symbolu
- ☐ d. T gdzie T jest czasem trwania symbolu

Zależność $s(t) = d(t)\cos(2\pi ft)$ jest zapisem matematycznym cyfrowej modulacji

- ☒ a. z kluczowaniem amplitudy
- ☐ b. z kluczowaniem częstotliwości
- ☐ c. z kluczowaniem fazy
- ☐ d. częstotliwości
- ☐ e. fazy

Zależność $s(t) = \cos(2\pi(f + d(t)\Delta f)t)$ jest zapisem matematycznym cyfrowej modulacji

- ☒ a. z kluczowaniem częstotliwości
- ☐ b. z kluczowaniem fazy
- ☐ c. z kluczowaniem amplitudy
- ☐ d. fazy
- ☐ e. amplitudy

Zależność $s(t) = \cos(2\pi ft + \frac{2\pi}{M}d(t))$ jest zapisem matematycznym cyfrowej modulacji

- ☒ a. z kluczowaniem fazy
- ☐ b. z kluczowaniem amplitudy
- ☐ c. z kluczowaniem częstotliwości
- ☐ d. amplitudy
- ☐ e. częstotliwości

Modulacja QAM charakteryzuje się wykorzystaniem

- ☒ a. dwóch nośnych o tej samej częstotliwości przesuniętych o 90st
- ☐ b. dwóch nośnych o tej samej częstotliwości przesuniętych o 180st
- ☐ c. dwóch nośnych o zbliżonych częstotliwościach przesuniętych o 90st
- ☐ d. dwóch nośnych o zbliżonych częstotliwościach przesuniętych o 180st

Modulacja QAM charakteryzuje się

- ☒ a. jednoczesnym kluczowaniem amplitudy i fazy
- ☐ b. jednoczesnym kluczowaniem amplitudy i częstotliwości
- ☐ c. jednoczesnym kluczowaniem częstotliwości i fazy
- ☐ d. kluczowaniem amplitudy
- ☐ e. kluczowaniem fazy
- ☐ f. kluczowaniem częstotliwości

Zwielokrotnienie TDMA (time division multiple access) oznacza

- ☒ a. jednoczesną pracę wielu użytkowników na tej samej częstotliwości
- ☐ b. jednoczesną pracę wielu użytkowników na tej samej częstotliwości i w tym samym czasie
- ☐ c. jednoczesną pracę wielu użytkowników w tym samym czasie na zmieniających się częstotliwościach

- ☐ d. jednoczesną pracę wielu użytkowników z wykorzystaniem różnych kodów dostępu

Po stronie nadawczej realizowane są następujące operacje

- ☒ a. kompresja
- ☐ b. dekompresja
- ☒ c. kodowanie
- ☒ d. formowanie bloków i segmentów
- ☐ e. odtwarzanie nośnej
- ☐ f. filtracja odsumiająca
- ☐ g. filtracja optymalna

W odbiorniku realizowane jest

- ☒ a. dekompresja
- ☒ b. odtwarzanie nośnej
- ☒ c. rozpakowanie bloków i segmentów
- ☒ d. filtracja odsumiająca

Jeśli t oznacza czas dyskretny, to definicja transformaty Z ma postać

- ☒ a. $\sum_{t=-\infty}^{\infty} x(t) z^{-t}$
- ☐ b. $\sum_{t=-\infty}^{\infty} x(t) z^{-1}$
- ☐ c. $\sum_{t=-\infty}^{\infty} x(t) z^t$
- ☐ d. $\sum_{t=-\infty}^{\infty} x(t) z$

W definicji transformacji Z $\sum_{t=-\infty}^{\infty} x(t) z^{-t}$ wielkość z oznacza

- ☒ a. liczbę zespoloną
- ☐ b. liczbę rzeczywistą
- ☐ c. liczbę urojoną
- ☐ d. funkcję zespoloną
- ☐ e. funkcję rzeczywistą
- ☐ f. funkcję urojoną

Transformata Z jest równa transformacie Fouriera, jeśli

- ☒ a. $|z| = 1$
- ☐ b. $z = 1$
- ☐ c. $|z| = 0$
- ☐ d. $z = \infty$
- ☐ e. $|z| = \infty$

Równanie różnicowe ma postać

- ☒ a. $\sum_{k=0}^N a_k y(t-k) = \sum_{k=0}^M b_k x(t-k)$
- ☐ b. $\sum_{k=0}^{\infty} a_k y(t-k) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k x(t-k)$
- ☐ c. $\sum_{k=1}^N a_k y(t-k) = \sum_{k=1}^M b_k x(t-k)$
- ☐ d. $\sum_{k=1}^N a_k y(t+k) = \sum_{k=1}^M b_k x(t+k)$
- ☐ e. $\sum_{k=1}^{\infty} a_k y(t+k) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k x(t+k)$
- ☐ f. $\sum_{k=0}^{\infty} a_k y(t+k) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k x(t+k)$

Funkcja transmitancji filtra cyfrowego ma postać

- ☒ a. $\frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}}$
- ☐ b. $\frac{\sum_{k=0}^M b_k z^k}{\sum_{k=0}^N a_k z^k}$
- ☐ c. $\frac{\sum_{k=1}^M b_k z^{-k}}{\sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}$
- ☐ d. $\frac{\sum_{k=1}^M b_k z^k}{\sum_{k=1}^N a_k z^k}$
- ☐ e. $\frac{\sum_{k=1}^{\infty} b_k z^{-k}}{\sum_{k=1}^{\infty} a_k z^{-k}}$

$$\frac{\sum_{k=1}^{\infty} b_k z^k}{\sum_{k=1}^{\infty} a_k z^k}$$

• ☐ f.

Funkcja transmitancji filtra cyfrowego ma postać

$$A \frac{\prod_{k=1}^M (1 - c_k z^{-1})}{\prod_{k=1}^N (1 - d_k z^{-1})}$$

• ☒ a.

$$A \frac{\prod_{k=1}^M (1 - c_k z^{-k})}{\prod_{k=1}^N (1 - d_k z^{-k})}$$

• ☐ b.

$$A \frac{\prod_{k=0}^M (1 - c_k z^{-1})}{\prod_{k=0}^N (1 - d_k z^{-1})}$$

• ☐ c.

$$A \frac{\prod_{k=0}^M (1 - c_k z^{-k})}{\prod_{k=0}^N (1 - d_k z^{-k})}$$

• ☐ d.

Filtr cyfrowy jest stabilny, jeśli

- ☒ a. bieguny transmitancji leżą wewnątrz okręgu jednostkowego
- ☐ b. zera transmitancji leżą wewnątrz okręgu jednostkowego
- ☐ c. zera i bieguny transmitancji leżą wewnątrz okręgu jednostkowego
- ☐ d. bieguny transmitancji leżą w lewej półpłaszczyźnie
- ☐ e. zera transmitancji leżą w lewej półpłaszczyźnie

Filtry typu FIR (o skończonej długości odpowiedzi impulsowej)

- ☒ a. są zawsze stabilne
- ☒ b. mogą mieć liniową fazę
- ☒ c. nie posiadają biegunów
- ☐ d. nie posiadają zer
- ☐ e. mogą być niestabilne
- ☐ f. posiadają liniową fazę

Filtry typu IIR (o nieskończonej długości odpowiedzi impulsowej)

- ☒ a. posiadają bieguny
- ☐ b. nie posiadają biegunów
- ☒ c. mogą być niestabilne
- ☐ d. są zawsze stabilne

- ☐ e. nie posiadają zer

Do zbudowania grafu przepływu filtra cyfrowego potrzebne są elementy

- ☒ a. mnożące próbkę przez liczbę
- ☒ b. sumujące 2 próbki
- ☐ c. sumujące kilka próbek
- ☒ d. opóźniające
- ☐ e. rotujące
- ☐ f. mnożące próbki

Struktury filtrów cyfrowych różnią się

- ☒ a. liczba elementów opóźniających
- ☒ b. liczba elementów mnożących
- ☒ c. liczbą elementów sumujących
- ☒ d. wrażliwością na błędy zaokrągleń współczynników filtru
- ☐ e. wrażliwością na błędy kwantowania
- ☐ f. liczbą zer i biegunów

Filtr minimalnofazowy posiada

- ☒ a. wszystkie zera ulokowane wewnątrz okręgu jednostkowego
- ☐ b. minimalną wartość sumy współczynników odpowiedzi impulsowej
- ☐ c. wszystkie zera ulokowane na zewnątrz okręgu jednostkowego
- ☐ d. maksymalnie płaski moduł transmitancji
- ☐ e. minimalne z możliwych zafalowania modułu transmitancji

Wrażliwość struktury filtru cyfrowego opisuje

- ☒ a. wpływ błędów zaokrągleń na jakość filtracji
- ☐ b. wrażliwość struktury na przeprojektowywanie filtru
- ☐ c. wrażliwość struktury na błędy popełnione na etapie projektowania
- ☐ d. wrażliwość struktury na błędy kwantowania przetwarzanych sygnałów

1. Operator liniowy, to taki

- ☐ a. którego współczynniki leżą na linii prostej
- ☒ b. który spełnia zasadę superpozycji
- ☐ c. który linearyzuje próbki wejściowe

Niech $y(t)$ oznacza sygnał oryginalny, a $v(t)$ niech oznacza sygnał estymujący $y(t)$.

Błąd estymacji definiujemy jako:

- ☒ a. $e(t) = y(t) - v(t)$
- ☐ b. $e(t) = y(t) + v(t)$
- ☐ c. $e(t) = [y(t) + v(t)]/2$
- ☐ d. $e(t) = [y(t) - v(t)]/[y(t) + v(t)]$
- ☐ e. $R = E\{e(t) * e(t)\}$

Niech E oznacza wartość oczekiwaną a V wariancję zmiennej losowej.

Niech $e(t)$ oznacza zmienną losową określającą błąd estymacji.

Kryterium średniokwadratowe, to

- ☒ a. $E[e(t) * e(t)]$

- ☐ b. $E[e(t)/e(t)]$
- ☐ c. $V[e(t)]$
- ☐ d. $E[e(t)] \cdot E[e(t)]$

Niech $y(t)$ będzie sygnałem stacjonarnym, drugiego rzędu. Niech E oznacza operator usredniania probabilistycznego. Niech c oznacza funkcje kowariancji.

Która z ponizszych zaleznosci jest prawdziwa?

- ☒ a. $E[y(t-i)y(t-k)] = c(i-k)$
- ☐ b. $E[y(t-i)y(t-k)] = c(i+k)$
- ☒ c. $E[y(t-i)y(t-k)] = c(i,k)$
- ☐ d. $E[y(t-i)y(t-k)] = c(-i,-k)$

Układ Youle'a-Walkera nazywamy inaczej układem

- ☒ a. normalnym równań
- ☐ b. pełnym równań
- ☐ c. uzupełnionym równań
- ☐ d. nieodwracalnym równań

Filtracja innowacyjna bierze swoją nazwę od tego, że (zaznacz wszystkie prawidłowe odpowiedzi):

- ☒ a. każda kolejna wartość sygnału błędu wnosi nowa informację
- ☐ b. jest nowoczesna
- ☐ c. powstała w czasach wielu innych innowacji
- ☒ d. każda kolejna wartość sygnału błędu jest nieskorelowana z poprzednimi wartościami

Na wyjściu filtru innowacyjnego pojawia się sygnał, który jest tzw.

- ☒ a. białym szumem
- ☐ b. różowym szumem
- ☐ c. nadfioletowym szumem

Filtr wybielający, to filtr

- ☒ a. innowacyjny
- ☐ b. modelujący

Jesli na odpowiednie wejścia filtru modelującego podamy sygnały z odpowiednich wyjść filtru innowacyjnego, to na wyjściu filtru modelującego pojawi się sygnał, który jest zgodny z sygnałem na wejściu filtru innowacyjnego

- ☒ a. "próbka w próbkę"
- ☐ b. tylko pod względem statystyk drugiego rzędu

Jesli na wejście filtru modelującego podamy sygnał białego szumu (inny niż sygnał błędu filtru innowacyjnego) to na wyjściu filtru modelującego pojawi się sygnał, który jest zgodny z sygnałem na wejściu filtru innowacyjnego

- ☐ a. "próbka w próbkę"
- ☒ b. tylko pod względem statystyk drugiego rzędu

Warunek odnośnie maksymalnego tłumienia filtru cyfrowego dotyczy pasma

- ☒ a. przepustowego
- ☐ b. zaporowego
- ☐ c. przejściowego

- ☐ d. minimalnego

Warunek odnośnie minimalnego tłumienia filtru cyfrowego dotyczy pasma

- ☒ a. zaporowego
- ☐ b. przejściowego
- ☐ c. przepustowego
- ☐ d. minimalnego

W celu uzyskania częstotliwości unormowanej (przy projektowaniu filtrów cyfrowych)

- ☒ a. rzeczywistą częstotliwość dzielimy przez częstotliwości próbkowania
- ☐ b. rzeczywistą częstotliwość dzielimy przez podwójną częstotliwości próbkowania
- ☐ c. częstotliwości próbkowania dzielimy przez rzeczywistą częstotliwość
- ☐ d. częstotliwość próbkowania dzielimy przez podwójną rzeczywistą częstotliwość

Transformacja dwuliniowa wykorzystywana jest do projektowania filtrów cyfrowych

- ☒ a. o nieskończonej długości impulsowej
- ☒ b. na podstawie filtrów analogowych
- ☒ c. Butterworth'a
- ☒ d. eliptycznych
- ☐ e. o skończonej długości odpowiedzi impulsowej
- ☐ f. kratowych
- ☐ g. minimalnofazowych

Transformacja dwuliniowa pozwala na przeliczenie

- ☒ a. położenia zer i biegunów z płaszczyzny "s" na płaszczyznę "z"
- ☐ b. położenia zer i biegunów z płaszczyzny "z" na płaszczyznę "s"
- ☐ c. położenia zer i biegunów filtru dolnoprzepustowego na dowolny inny
- ☐ d. położenia zer i biegunów filtru pasmowoprzepustowego na filtr pasmowozaporowy

Bieguny posiadają

- ☒ a. filtry Butterworth'a
- ☒ b. filtry eliptyczne
- ☒ c. filtry Czebyshev'a
- ☐ d. filtry Ramez'a
- ☐ e. filtry decymacyjne
- ☐ f. filtry typu FIR

Biegunów nie posiadają

- ☒ a. filtry typu FIR
- ☐ b. filtry typu IIR
- ☐ c. filtry eliptyczne
- ☐ d. filtry Butterworth'a

Szerokość pasma przejściowego filtru cyfrowego nie może być zerowa, ponieważ

- ☒ a. liczba zer lub biegunów musiałaby być nieskończona
- ☐ b. przejście pomiędzy pasmem przepustowym a zaporowym nie może się odbywać w nieskończenie krótkim czasie
- ☐ c. taki filtr byłby filtrem nieprzyczynowym
- ☐ d. wzmocnienie takiego filtru byłoby nieskończenie wielkie

Jedną z metod projektowania filtrów o skończonej długości odpowiedzi impulsowej jest metoda

- ☒ a. okna
- ☐ b. transformacji dwuliniowej
- ☐ c. projekcji ortogonalnej
- ☐ d. linearyzacji charakterystyki
- ☐ e. skończonych iteracji

Okno w metodzie okna projektowania filtrów cyfrowych stosowane jest w celu

- ☒ a. zwiększenia tłumienia w paśmie zaporowym
- ☐ b. zmniejszenia tłumienia w paśmie przepustowym
- ☐ c. zmniejszenia szerokości pasma przejściowego
- ☐ d. likwidacji przecieku widma

Metody optymalizacyjne projektowania filtrów cyfrowych polegają na

- ☒ a. poszukiwaniu takich wartości współczynników aby osiągnąć minimum funkcji kosztów
- ☐ b. znalezieniu takiej konfiguracji zer i biegunów, aby ich wzajemna odległość była jak najmniejsza
- ☐ c. poszukiwaniu takich wartości współczynników filtru aby szerokość pasma przejściowego była jak najmniejsza
- ☐ d. wybraniu takiej struktury filtracji, aby koszt obliczeń był jak najmniejszy

Filtry cyfrowe Butterworth'a charakteryzują się

- ☒ a. maksymalnie płaskim modulem funkcji transmitancji
- ☐ b. minimalną szerokością pasma przejściowego
- ☐ c. maksymalnym tłumieniem w paśmie zaporowym
- ☐ d. minimalnym tłumieniem w paśmie przepustowym

Filtry cyfrowe eliptyczne charakteryzują się

- ☒ a. zafalowaniami w pasmach przepustowym i zaporowym
- ☐ b. zafalowaniami tylko w paśmie zaporowym
- ☐ c. zafalowaniami tylko w paśmie przepustowym
- ☐ d. maksymalnie płaskim modulem funkcji transmitancji

Widmo sygnału ciągłego nieokresowego jest widmem

- ☒ a. ciągłym nieokresowym
- ☐ b. ciągłym okresowym
- ☐ c. dyskretnym nieokresowym
- ☐ d. dyskretnym okresowym

Widmo sygnału ciągłego okresowego jest widmem

- ☒ a. dyskretnym nieokresowym
- ☐ b. dyskretnym okresowym
- ☐ c. ciągłym nieokresowym
- ☐ d. ciągłym okresowym

Widmo sygnału dyskretnego nieokresowego jest widmem

- ☐ a. ciągłym nieokresowym
- ☒ b. ciągłym okresowym
- ☐ c. dyskretnym nieokresowym
- ☐ d. dyskretnym okresowym

Widmo sygnału dyskretnego okresowego jest widmem

- ☒ a. dyskretnym okresowym

- ☐ b. dyskretnym nieokresowym
- ☐ c. ciągłym okresowym
- ☐ d. ciągłym nieokresowym

Wynikiem transformacja Fouriera sygnału rzeczywistego w ogólnym przypadku jest

- ☒ a. funkcja zespolona
- ☐ b. funkcja rzeczywista
- ☐ c. liczba zespolona
- ☐ d. liczba rzeczywista

Dyskretna transformata Fouriera w przód zdefiniowana jest zależnością

- ☒ a. $\sum_{t=0}^{N-1} x(t) e^{-j \frac{2\pi}{N} k t}$
- ☐ b. $\sum_{t=0}^{N-1} x(t) e^{-j 2\pi k t}$
- ☐ c. $\sum_{t=0}^{\infty} x(t) e^{-j \frac{2\pi}{N} k t}$
- ☐ d. $\sum_{t=0}^{\infty} x(t) e^{-j 2\pi k t}$

Dyskretna odwrotna transformata Fouriera zdefiniowana jest zależnością

- ☒ a. $x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi}{N} k t}$
- ☐ b. $x(t) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi}{N} k t}$
- ☐ c. $x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\infty} X(k) e^{j \frac{2\pi}{N} k t}$
- ☐ d. $x(t) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{\infty} X(k) e^{j \frac{2\pi}{N} k t}$

Opracowanie szybkiej transformacji Fouriera bazuje na następujących właściwościach funkcji bazowych

- ☒ a. parzystość funkcji cosinus
- ☒ b. nieparzystość funkcji sinus
- ☒ c. okresowość
- ☐ d. ograniczoność funkcji bazowych w czasie
- ☐ e. rzeczywistość funkcji bazowych

Liczba próbek w algorytmie radix-2 obliczania szybkiej transformacji Fouriera musi być potęgą liczby 2 ponieważ

- ☒ a. próbki dzielone są na parzyste i nieparzyste aż do uzyskania podzbiorów 2-punktowych
- ☐ b. próbki dzielone są na nieparzyste i parzyste i liczone są transformaty z 2 podzbiorów próbek
- ☐ c. za część próbek odpowiada funkcja sinus a za drugą część funkcja cosinus

- ☐ d. jest to jedyna możliwość obliczenia transformacji

Przeciek widma w wyniku transformacji Fouriera występuje ponieważ

- ☒ a. występuje efekt obcięcia
- ☒ b. dokonano uzupełnienia sygnału zerowymi próbkami
- ☐ c. występują błędy próbkowania
- ☐ d. występują błędy kwantowania
- ☐ e. sygnał nie jest symetryczny

Zaznacz zależności, które świadczą o okresowości transformaty Fouriera sygnału $x(n) \in \mathbb{R}^N$.

- ☒ $X(k+N) = X(k)$ gdzie k to dyskretne częstotliwości.
- ☐ $X(N+k) = X(N)$ gdzie k to dyskretne częstotliwości.
- ☐ $X(k+M) = X(k)$ gdzie k to dyskretne częstotliwości.
- ☒ $X(k-N) = X(k)$ gdzie k to dyskretne częstotliwości.

Jeżeli wiemy, że $FT\{x(n)\} = X(k)$, $FT\{y(n)\} = Y(k)$, $n, k = (0, \dots, N-1)$ i wiemy, że $z(n) = ax(n) + by(n)$, to:

- ☒ $FT\{z(n)\} = Z(k) = aX(k) + bY(k)$
- ☐ $FT\{z(n)\} = Z(k) = AX(k) + BY(k)$
- ☐ $FT\{z(n)\} = Z(k) = BX(k) + AY(k)$
- ☐ $FT\{z(n)\} = Z(k) = bX(k) + aY(k)$
- ☐ $FT\{z(n)\} = Z(k) = Bx(k) + Ay(k)$
- ☐ $FT\{z(n)\} = Z(k) = bx(k) + ay(k)$
- ☐ $FT\{z(n)\} = Z(k) = b + x(k) + a + y(k)$
- ☐ $FT\{z(n)\} = Z(k) = (a+b) + (X(k) + Y(k))$

Jak objawia się przesunięcie sygnału w czasie $x(n) = y(n+n_0)$ w transformacie Fouriera ?

- ☒ $FT\{x(n)\} = X(k) = e^{-j\omega n_0} Y(k)$
- ☐ $FT\{x(n)\} = X(k) = e^{-j\omega n_0} X(k)$
- ☐ $FT\{x(n)\} = X(k) = X(k+n_0)$
- ☐ $FT\{x(n)\} = X(k) = Y(k+n_0)$
- ☐ $FT\{x(n)\} = X(k) = e^{-j\omega n_0} Y(k+n_0)$
- ☐ $FT\{x(n)\} = X(k) = e^{-j\omega n} Y(kn_0)$

Jeżeli wiemy, że transformata Fouriera sygnału $x(n)$ jest "przesunięta" o częstotliwość k_0 , $k_0 \in (-1, 1)$ czyli $X(k) = Y(k+k_0)$ to możemy łatwo wyznaczyć postać czasową sygnału $x(n)$ w następujący sposób:

- ☒ $x(n) = e^{j2\pi k_0} y(n)$
- ☐ $x(n) = e^{j2\pi k_0} Y(k)$
- ☐ $x(n) = e^{-j2\pi k_0} Y(k)$
- ☐ $x(n) = e^{-j\omega k_0} Y(k)$
- ☐ $x(n) = y(n + k_0)$
- ☐ $x(n) = y(n + e^{j\omega k_0})$

Zaznacz poprawne formuły opisujące spłot w dziedzinie czasu. n, k oznaczają odpowiednio dyskretny czas i dyskretną częstotliwość.

- ☒ $z(n) = x(n) * y(n) \Rightarrow Z(k) = X(k)Y(k)$
- ☐ $z(n) = x(n) * y(n) \Rightarrow Z(k) = X(k) * Y(k)$
- ☐ $z(n) = x(n)y(n) \Rightarrow Z(k) = X(k) + Y(k)$
- ☐ $z(n) = x(n)y(n) \Rightarrow Z(k) = X(k)Y(k)$
- ☐ $z(n) = x(n) + y(n) \Rightarrow Z(k) = X(k) * Y(k)$
- ☐ $z(n) = x(n)y(n) \Rightarrow Z(k) = X(k) * Y(k)$

Zaznacz poprawne formuły opisujące spłot w dziedzinie częstotliwości. n, k oznaczają odpowiednio dyskretny czas i dyskretną częstotliwość.

- ☒ $X(k) = Y(k) * Z(k) \Rightarrow x(n) = y(n)z(n)$
- ☒ $X(k) = Y(k) * Z(k) \Rightarrow x(n) = z(n)y(n)$
- ☐ $X(k) = Y(k)Z(k) \Rightarrow x(n) = y(n)z(n)$
- ☐ $X(k) = Y(k)Z(k) \Rightarrow x(n) = z(n)y(n)$
- ☐ $X(k) = Y(k) * Z(k) \Rightarrow x(n) = z(n) + y(n)$
- ☐ $X(k) = Y(k) + Z(k) \Rightarrow x(n) = z(n) + y(n)$
- ☐ $X(k) = Y(k) + Z(k) \Rightarrow x(n) = z(n)y(n)$

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 1024$ Hz i uzyskano 512 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

1.00

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 2048 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

2.1

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 512 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 2048 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

1.00

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 1024 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 512 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

4.00

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 1024$ Hz i uzyskano 4096 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

1.00

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 1024$ Hz i uzyskano 4096 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 2048 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

0.50

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 512$ Hz i uzyskano 256 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

0.50

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 512 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 512$ Hz i uzyskano 2048 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 4096 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 512 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 512$ Hz i uzyskano 256 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 512 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 1024 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 2048 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 512$ Hz i uzyskano 512 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 512 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 512$ Hz i uzyskano 2048 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 512 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 1024$ Hz i uzyskano 2048 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 512 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 1024$ Hz i uzyskano 4096 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 2048 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedz z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 512$ Hz i uzyskano 512 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 4096 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 512 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 512 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 512$ Hz i uzyskano 512 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 4096 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 1024 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

Sygnał ciągły poddano próbkowaniu z częstotliwością próbkowania $F_s = 2048$ Hz i uzyskano 1024 próbek sygnału. Następnie wyznaczono transformatę Fouriera tego sygnału za pomocą algorytmu FFT o rozdzielczości 512 punktów. Jaką rozdzielczość w Hz ma uzyskane widmo sygnału tzn. o ile Hz oddalone są od siebie kolejne prążki widma?

!!! Uwaga !!!

- zamiast przecinka wpisz kropkę
- odpowiedź z dokładnością co najmniej jednego miejsca po przecinku

4.00

Jaką przestrzeń P_V rozpinają wektory $v(n) = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$? Gdzie $N \in \mathbb{N}$, $k, n = (0, \dots, N-1)$

- ☒ $P_V = \mathbb{C}^N$
- ☒ przestrzeń wektorów o rozmiarze N o wartościach zespolonych
- ☐ przestrzeń wektorów o rozmiarze N o wartościach rzeczywistych
- ☐ $P_V = \mathbb{R}^N$
- ☐ $P_V = \mathbb{N}^R$
- ☐ $P_V = \mathbb{N}^C$
- ☐ $P_V = N^C$
- ☐ $P_V = N^R$
- ☐ $P_V = C^N$
- ☐ $P_V = R^N$
- ☐ nie rozpinają żadnej przestrzeni
- ☐ nie spełniają warunków na bazę przestrzeni

Jaką przestrzeń P_V rozpinają wektory $v(n) = ne^{-j\frac{2\pi}{N}k}$? Gdzie $N \in \mathbb{N}$, $k, n = (0, \dots, N-1)$

- ☐ $P_V = \mathbb{C}^N$
- ☐ przestrzeń wektorów o rozmiarze N o wartościach zespolonych
- ☐ przestrzeń wektorów o rozmiarze N o wartościach rzeczywistych
- ☐ $P_V = \mathbb{R}^N$
- ☐ $P_V = \mathbb{N}^R$
- ☐ $P_V = \mathbb{N}^C$
- ☐ $P_V = N^C$
- ☐ $P_V = N^R$
- ☐ $P_V = C^N$
- ☐ $P_V = R^N$
- ☒ nie rozpinają żadnej przestrzeni
- ☒ nie spełniają warunków na bazę przestrzeni

Jeżeli $\sigma(n)$ oznacza impuls Kroneckera to ile wyniesie

$X(k) = -\sum_{n=2}^{N-1} \sigma(n-2) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$, $= ?$, $k = (0, \dots, N-1)$

- ☐ 0
- ☐ 1
- ☐ -1
- ☐ ∞
- ☐ $-\infty$
- ☐ -2
- ☐ 2
- ☒ $X(k) = -e^{-j\frac{2\pi}{N}k2}$

• ☐ $X(k) = e^{-j\frac{2\pi}{N}k(-2)}$

Jeżeli $\sigma(n)$ oznacza impuls Kroneckera to ile wyniesie

$X(k) = -2 \sum_{n=2}^{N-1} \sigma(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = (0, \dots, N-1)$

- ☒ 0
- ☐ 1
- ☐ -1
- ☐ ∞
- ☐ $-\infty$
- ☐ -2
- ☐ 2
- ☐ $X(k) = -2e^{-j\frac{2\pi}{N}k^2}$
- ☐ $X(k) = -2e^{-j\frac{2\pi}{N}k(-2)}$

Relacje między wyjściem a wejściem systemu liniowego inercyjnego niezmiennego w czasie dla czasu ciągłego opisuje zależność

- ☒ a. $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(t-\tau) d\tau$
- ☒ b. $y(t) = \int_0^{\infty} h(\tau) x(t-\tau) d\tau$
- ☒ c. $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t-\tau) d\tau$
- ☐ d. $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(\tau) d\tau$
- ☐ e. $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(t+\tau) d\tau$

Relacje między wyjściem a wejściem systemu liniowego inercyjnego niezmiennego w czasie dla czasu dyskretnego opisuje zależność

- ☒ a. $y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) x(t-k)$
- ☒ b. $y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) x(t-k)$
- ☒ c. $y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) h(t-k)$

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(t+k)$$

• ☐ d.

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(k)$$

• ☐ e.

Dla filtrów o skończonej długości odpowiedzi impulsowej

- ☒ a. stopień wielomianu w mianowniku wynosi zero
- ☐ b. stopień wielomianu w liczniku wynosi zero
- ☐ c. stopień wielomianu w liczniku wynosi jeden
- ☐ d. stopień wielomianu w mianowniku wynosi jeden

Kwantyzacja to proces polegający na *przypisaniu próbkom poszczególnych poziomów ▾, **przy czym**
 *ilość poziomów wynika z liczby bitów przetwornika ▾.

Próbkowanie to proces polegający na *pobieraniu próbek sygnału co określony kwant czasu ▾, **przy czym**
 *ilość próbek wynika z przyjętego kwantu czasu (częstotliwość próbkowania) ▾.

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=66[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=91[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał? 25.0

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=69[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=107[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał? 38.0

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=71[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=104[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał? 33.0

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=73[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=116[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał? 43.0

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=73[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=95[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał? 22.0

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=81[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=106[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał? 25.0

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=71[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=104[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał? 33.0

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=77[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=118[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał? 41.0

36.0

41.0

34.0

36.0

51.0

47.0

38

51.0

43.0

43.0

49.0

32.0

41.0

32

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=72[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=111[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał?

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=67[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=90[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał?

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=67[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=97[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał?

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=72[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=111[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał?

Generator wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości $f=66[\text{Hz}]$. Sygnał ten poddany został próbkowaniu. Pobrano 512 próbek z częstotliwością próbkowania $F_s=118[\text{Hz}]$ (bez filtracji). Jaka częstotliwość będzie miał spróbkowany sygnał?

Stabilność filtru / systemu w sensie *BIBO oznacza, że dla *ograniczonego sygnału wejściowego, sygnał wyjściowy też będzie ograniczony .

Probkowanie idealne (i z zachowaniem warunków tw. Shanona) jest procesem:

- ☐ a. generalnie odwracalnym
- ☒ b. zawsze odwracalnym
- ☐ c. generalnie nieodwracalnym
- ☐ d. zawsze nieodwracalnym

Kwantowanie idealne (tj. bez błędów numerycznych) jest procesem:

- ☐ a. generalnie odwracalnym
- ☐ b. zawsze odwracalnym
- ☐ c. zawsze nieodwracalnym
- ☒ d. generalnie nieodwracalnym

Minimalizację błędu kwantowania można zapewnić poprzez odpowiedni dobór poziomów kwantowania (granic przedziałów) oraz wartości reprezentujących dany przedział. Dzieje się tak:

- ☒ a. zawsze
- ☐ b. czasami
- ☐ c. nigdy

Funkcja, której znajomość jest niezbędna do wyznaczenia optymalnych parametrów kwantowania (tj. granic przedziałów i wartości reprezentujących dany przedział) to:

- ☒ a. funkcja gęstości prawdopodobieństwa sygnału
- ☐ b. charakterystyka widmowa sygnału

Równomierne (okresowe) próbkowanie sygnału analogowego w dziedzinie czasu może być przedstawione jako mnożenie tego sygnału przez sumę impulsów Diraca (funkcja grzebieniowa), czyli

☐
$$X(f) = \omega_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_0)$$

$$x_{\delta}(t) = x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT)$$

☒

$$p_T(t) = \begin{cases} 0 & \text{dla } |t| > T \\ 1 & \text{dla } |t| \leq T \end{cases}$$

☐

$$\text{sinc}(\omega_m(mT - kT)) = \frac{\sin(\pi(m-k))}{\pi(m-k)}$$

☐

Jeżeli w próbkowanym sygnale maksymalna częstotliwość ma wartość f_{max} , to twierdzenie o próbkowaniu mówi, że minimalna częstotliwość poprawnego próbkowania musi być:

☐

$$a. f_s = f_{max}$$

☐

$$b. f_s \geq f_{max}$$

☒

$$c. f_s \geq 2 \cdot f_{max}$$

☐

$$d. f_s \geq 10 \cdot f_{max}$$

Jeżeli sygnał został spróbkowany z częstotliwością f_s , to jego dyskretne widmo w dziedzinie częstotliwości jest powielane na osi częstotliwości co

☐

$$a. f_s / 2$$

☒

$$b. f_s$$

☐

$$c. 2 \cdot f_s$$

☐

$$d. 10 \cdot f_s$$

Od czego zależy liczba poziomów kwantyzacji przy przetwarzaniu analogowo-cyfrowym ?

☐

a. od liczby próbek sygnału

☐

b. od częstotliwości próbkowania

☒

c. od długości słowa binarnego przetwornika

☐

d. od szumu kwantyzacji

Szum kwantyzacji ma rozkład

☐

a. normalny

☐

b. Poissona

☒

c. równomierny

☐

d. wykładniczy

Decymacja to proces

☒

a. zmniejszania częstotliwości próbkowania

☐

b. zwiększania częstotliwości próbkowania

☐

c. zmniejszania wartości próbek

☐

d. zwiększania wartości próbek

Interpolacja to proces

☐

a. zmniejszania częstotliwości próbkowania

☒

b. zwiększania częstotliwości próbkowania

☐

c. zmniejszania wartości próbek

- ☐ d. zwiększania wartości próbek

Która z zależności jest wzorem definicyjnym dyskretnej transformaty Fouriera (DFT):

- ☐ a. $H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)z^{-n}$
- ☐ b. $x_i(t) = H[x_r(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x_r(\tau)}{t-\tau} d\tau$
- ☐ c. $F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt$
- ☒ d. $X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j2\pi nm/N}$

Jaka jest rozdzielczość widma (odległość pomiędzy dwoma sąsiednimi prążkami widma) (N -- liczba próbek sygnału poddawanego DFT, f_s -- częstotliwość próbkowania)

- ☒ a. f_s / N
- ☐ b. $N \cdot f_s$
- ☐ c. $1 / f_s$
- ☐ d. N / f_s

Jaka jest częstotliwość m -tego prążka widma obliczonego przy pomocy N -punktowej DFT (f_s -- częstotliwość próbkowania)

- ☐ a. m / N
- ☐ b. $f_s \cdot m$
- ☐ c. $N \cdot f_s / m$
- ☒ d. $m f_s / N$

W wyniku N -punktowej DFT powstaje ciąg N -elementowy. W ciągu tym liczba niezależnych wyrazów wynosi

- ☐ a. N
- ☒ b. $N/2$
- ☐ c. $2N$
- ☐ d. $N-1$

Aliasing to

- ☐ a. rozmycie prążka DFT
- ☐ b. przesunięcie fazy prążka DFT
- ☐ c. to samo co przeciek widma

- ☒ d. nakładanie się na siebie widma oryginalnego i widma powtarzanego w otoczeniu połowy częstotliwości próbkowania

Jeżeli ciągi czasowe $x_1[n]$ i $x_2[n]$ mają transformaty Fouriera (DFT), odpowiednio, $X_1(m)$ i $X_2(m)$, to dla $x_{sum}[n] = x_1[n] + x_2[n]$ właściwość liniowości DTF można zapisać jako

- ☐ a. $X_{sum}(m) = X_1(m) \star X_2(m)$ (splot)
- ☐ b. $X_{sum}(m) = X_1(m) / X_2(m)$ (iloraz)
- ☐ c. $X_{sum}(m) = X_1(m) \cdot X_2(m)$ (iloczyn)
- ☒ d. $X_{sum}(m) = X_1(m) + X_2(m)$ (suma)

Są dane cztery przebiegi sinusoidalne. Częstotliwość próbkowania jest $f_s = 1000$ Hz, liczba próbek $N = 1000$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Wskaż te przebiegi, dla których w wyniku DFT pojawi się przeciek widma

- ☐ a. $x_n = 1.5 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot n / N)$
- ☒ b. $x_n = 10 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 71.4 \cdot n / N)$
- ☐ c. $x_n = 7.4 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 22 \cdot n / N)$
- ☒ d. $x_n = 2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 61.3 \cdot n / N)$

Okienkowanie sygnału (nakładanie funkcji okna) przed poddaniem go transformacji Fouriera stosuje się, aby

- ☒ a. zmniejszyć przeciek widma
- ☐ b. usunąć szum zakłócający
- ☐ c. zwiększyć częstotliwość próbkowania
- ☐ d. usunąć składową stałą

Dla układu dyskretnego niezmiennego w czasie ($x(n)$ - sygnał wejściowy, $h(n)$ - odpowiedź impulsowa układu, $y(n)$ - sygnał wyjściowy)

- ☒ a. $y(n) = h(n) \star x(n)$ (splot)
- ☒ b. $y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k)$
- ☒ c. $y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k)$
- ☒ d. $y(n) = x(n) \star h(n)$ (splot)

Kaskadowe połączenie dwóch liniowych układów niezmiennych w czasie, o odpowiedziach impulsowych $h_1(n)$ i $h_2(n)$, ma łączną odpowiedź impulsową

- ☐ a. $h(n) = h_1(n) + h_2(n)$
- ☐ b. $h(n) = h_1(n) \cdot h_2(n)$
- ☐ c. $h(n) = h_1(n) / h_2(n)$

$$h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_1(k)h_2(n-k)$$

- ☒ d.

Równoległe połączenie dwóch liniowych układów niezmiennych w czasie, o odpowiedziach impulsowych $h_1(n)$ i $h_2(n)$, ma łączną odpowiedź impulsową

- ☒ a. $h(n) = h_1(n) + h_2(n)$
- ☐ b. $h(n) = h_1(n) \cdot h_2(n)$
- ☐ c. $h(n) = h_1(n) / h_2(n)$
- ☐ d. $h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_1(k)h_2(n-k)$

Współczynniki filtra FIR (o skończonej odpowiedzi impulsowej) to

- ☐ a. zera i bieguny filtra
- ☐ b. wartości prążków widma sygnału wejściowego filtra
- ☒ c. ciąg wartości odpowiedzi impulsowej filtra
- ☐ d. transformata Fouriera odpowiedzi impulsowej

Są 2 filtry IIR (o nieskończonej odpowiedzi impulsowej):

IIR₁ - zera: $z_1 = (1 \cdot e^{j\frac{\pi}{10}})$, $z_1^* = (1 \cdot e^{-j\frac{\pi}{10}})$, bieguny: $p_1 = (0.9 \cdot e^{j\frac{\pi}{20}})$, $p_1^* = (0.9 \cdot e^{-j\frac{\pi}{20}})$

IIR₂ (zera: $z_2 = (+j1)$, $z_2^* = (-j1)$, bieguny: $p_2 = (1+j1)$, $p_2^* = (1-j1)$)

- ☐ a. oba filtry są stabilne
- ☐ b. oba filtry są niestabilne
- ☒ c. IIR₁ jest stabilny
- ☐ d. IIR₂ jest stabilny

Filtr IIR (o nieskończonej odpowiedzi impulsowej) ma 2 zera sprzężone: $z = \pm j \cdot 1$. Dla jakiej pary sprzężonych biegunów taki filtr będzie stabilny?

- ☐ a. $p = 2 \pm j \cdot 0.5$
- ☐ b. $p = 0.1 \pm j \cdot 2.0$
- ☒ c. $p = 0.6 \cdot e^{\pm j\frac{\pi}{4}}$
- ☐ d. $p = -1 \pm j \cdot 1$

Jedyna ortonormalna baza przestrzeni $\mathbb{R}^2$ to wektory $e_1 = (1,0)$, $e_2 = (0,1)$.

- ☐ True
- ☒ False

Jeżeli $\sigma(n)$ oznacza impuls Kroneckera to ile wyniesie

$X(k) = -2 \sum_{n=0}^{N-1} \sigma(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$, $= ?$, $k = (0, \dots, N-1)$

- ☐ 0
- ☐ 1
- ☐ -1
- ☐ ∞
- ☐ $-\infty$
- ☒ -2
- ☐ 2
- ☐ $X(k) = -2e^{-j\frac{2\pi}{N}k^2}$
- ☐ $X(k) = -2e^{-j\frac{2\pi}{N}k(-2)}$

Jeżeli $\sigma(n)$ oznacza impuls Kroneckera to ile wyniesie

$X(k) = -\sum_{n=2}^{N-1} \sigma(n-2) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$, $= ?$, $k = (0, \dots, N-1)$

- ☐ 0
- ☐ 1
- ☒ -1
- ☐ ∞
- ☐ $-\infty$
- ☐ -2
- ☐ 2
- ☐ $X(k) = -e^{-j\frac{2\pi}{N}k^2}$
- ☐ $X(k) = e^{-j\frac{2\pi}{N}k(-2)}$

Na poniższym rysunku przedstawiono wynik wyznaczania średniej metodą adaptacyjną dla dwóch różnych współczynników λ . Który wykres przedstawia chwilową wartość średnią wyznaczoną przy największym współczynniku λ ?

- ☒ niebieski
- ☐ czerwony
- ☐ zielony

*Delta Diracka jest ciągłą funkcją czasu, której wszystkie wartości równe są *0, a jedynie dla $t = 0$ wartość funkcji wynosi nieskończoność.

Zaznacz znane Ci własności Delt Diracka.

- ☐ $\delta(t) = 1, t = 0$
- ☒ $\delta(t) = 0, t \neq 0$
- ☐ $\delta(t) = 1, t \neq 0$
- ☐ $\delta(t) = 0, t = 0$
- ☒ $\delta(t-a) = \infty, t = a$
- ☒ $\delta(t-a) = 0, t = 0, a \neq 0$
- ☐ $\delta(t) = \infty, t = \infty$
- ☐ $\delta(t) = -\infty, t = -\infty$
- ☒ $\delta(t) = \infty, t = 0$

Jeśli częstotliwość próbkowania sygnału wynosi 1200Hz, to widmo amplitudowe prezentowane na wykresie może być widmem sygnału sinusoidalnego częstotliwości:

- ☒ a. 500Hz
- ☒ b. 700Hz
- ☐ c. 800Hz
- ☒ d. 1900Hz
- ☐ e. 800Hz

Zaznacz znane Ci własności Delty Diraca

- ☒ $x(t)\delta(t-t_0) = x(t_0)\delta(t-t_0)$
- ☐ $x(t)\delta(t-t_0) = x(t)\delta(t_0)$
- ☐ $x(t)*\delta(t-t_0) = x(t_0)$
- ☒ $x(t)*\delta(t-t_0) = x(t-t_0)$
- ☒ $\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t-t_0) = x(t_0)$
- ☐ $\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t-t_0) = x(t-t_0)$

Przestrzeń Hilberta:

- ☒ jest zupełna
- ☒ ma metrykę
- ☒ jest liniowa
- ☒ jest unitarna
- ☐ nie jest unormowana
- ☐ jest nieliniowa

Filtracja innowacyjna nazywana jest czasem liniową predykcją, gdyż:

- ☒ a. przeszłe próbki sygnału przekształcane są operatorem liniowym
- ☒ b. estymator bieżącej próbki wyznaczany jest przez liniową kombinację próbek przeszłych sygnału
- ☐ c. przeszłe próbki sygnału przekształcane są na liniowy sygnał wyjściowy
- ☐ d. jest to proces przewidywania (predykcji) sygnału błędu
- ☐ e. jest to proces przewidywania (predykcji) liniowego sygnału błędu

Filtracja optymalna (znana też jako filtracja innowacyjna) zawdzięcza swoją nazwę

- ☐ innowacyjnemu, nowatorskiemu i optymalnemu traktowaniu próbek sygnału jako współczynniki filtru
- ☐ innowacyjnemu, nowatorskiemu i optymalnemu traktowaniu próbek sygnału jako estymatory współczynników filtru
- ☐ optymalizacji innowacyjnej liczonej z estymatora współczynników filtru
- ☒ minimalizacji błędu średniokwadratowego estymacji bieżącej próbki sygnału

Na podanym niżej rysunku zaprezentowana widmowa gęstość mocy sygnału - widmo. Znana jest częstotliwość próbkowania sygnału $F_s=1000[\text{Hz}]$. Zaznacz wszystkie prawidłowe obserwacje / wnioski wynikające z tego rysunku.

- ☒ Na sygnał składają się dwa sygnały o częstotliwościach 200[Hz], 400[Hz] i szum
- ☐ Na sygnał składają się cztery sygnały o częstotliwościach 200[Hz], 400[Hz], 600[Hz], 800[Hz] i szum
- ☐ W świecie realnym nie występują częstotliwości ujemne, więc nie obserwujemy ich w widmie
- ☒ W świecie realnym nie występują częstotliwości ujemne a mimo to na tym wykresie częstotliwości powyżej 500[Hz] są częstotliwościami ujemnymi, gdyż widmo jest okresowe.

- ☒ Próbkę prezentowanego sygnału w dziedzinie czasu miały wartości rzeczywiste i dlatego prezentowane widmo jest symetryczne.
- ☐ Próbkę prezentowanego sygnału w dziedzinie czasu miały wartości zespolone i dlatego prezentowane widmo jest symetryczne.

Zmienną niezależną widma amplitudowego jest:

- ☐ a. czas
- ☐ b. przesunięcie
- ☒ c. częstotliwość
- ☐ d. wartość chwilowa
- ☐ e. amplituda

Poziomą oś wykresu widma amplitudowego jest oś:

- ☐ a. czasu
- ☐ b. przesunięcia
- ☒ c. częstotliwości
- ☐ d. wartości chwilowej
- ☐ e. amplitudy

Zmienną niezależną funkcji autokorelacji jest:

- ☐ a. czas
- ☒ b. przesunięcie
- ☐ c. częstotliwość
- ☐ d. wartość chwilowa
- ☐ e. amplituda

Poziomą oś wykresu funkcji autokorelacji jest oś:

- ☐ a. czasu
- ☒ b. przesunięcia
- ☐ c. częstotliwości
- ☐ d. wartości chwilowej
- ☐ e. amplitudy

Zmienną niezależną histogramu jest:

- ☐ a. czas
- ☐ b. przesunięcie
- ☐ c. częstotliwość
- ☒ d. wartość chwilowa
- ☐ e. amplituda

Poziomą oś wykresu histogramu jest oś:

- ☐ a. czasu
- ☐ b. przesunięcia
- ☐ c. częstotliwości
- ☒ d. wartości chwilowej
- ☐ e. amplitudy

Zmienną niezależną odpowiedzi impulsowej jest:

- ☒ a. czas
- ☐ b. przesunięcie
- ☐ c. częstotliwość
- ☐ d. wartość chwilowa

- ☐ e. amplituda

Poziomą oś wykresu odpowiedzi impulsowej jest oś:

- ☒ a. czasu
- ☐ b. przesunięcia
- ☐ c. częstotliwości
- ☐ d. wartości chwilowej
- ☐ e. amplitudy

Zmienną niezależną modułu transmitancji jest:

- ☐ a. czas
- ☐ b. przesunięcie
- ☒ c. częstotliwość
- ☐ d. wartość chwilowa
- ☐ e. amplituda

Poziomą oś wykresu modułu transmitancji jest oś:

- ☐ a. czasu
- ☐ b. przesunięcia
- ☒ c. częstotliwości
- ☐ d. wartości chwilowej
- ☐ e. amplitudy

W poleceniu MATLAB postaci `[b a] = butter (N, [0.2 0.3], 'stop')`, N oznacza:

- ☒ a. liczbę par biegunów
- ☐ b. liczbę biegunów
- ☐ c. liczbę par zer
- ☐ d. liczbę zer
- ☐ e. długość odpowiedzi impulsowej w próbkach
- ☐ f. liczbę pasm częstotliwości

W poleceniu MATLAB postaci `b = fir1 (n, [0.2 0.3], 'stop')`, n oznacza:

- ☐ a. liczbę par biegunów
- ☐ b. liczbę biegunów
- ☐ c. liczbę par zer
- ☐ d. liczbę zer
- ☒ e. długość odpowiedzi impulsowej w próbkach
- ☐ f. liczbę pasm częstotliwości

Jeśli częstotliwość próbkowania dla sygnału prezentowanego na wykresie wynosiła 2kHz, to jego długość w `dlugSygnProbk`

próbkach wynosiła około:

- ☒ a. 8000
- ☐ b. 4000
- ☐ c. 2000
- ☐ d. 1000
- ☐ e. 16000
- ☐ f. 800
- ☐ g. 1200

Jeśli częstotliwość próbkowania dla sygnału prezentowanego na wykresie wynosiła 4kHz, to jego długość w `dlugSygnProbk`

próbkach wynosiła około:

- ☐ a. 8000
- ☐ b. 4000
- ☐ c. 2000
- ☐ d. 1000
- ☒ e. 16000
- ☐ f. 800
- ☐ g. 1200

Jeśli częstotliwość próbkowania dla sygnału prezentowanego na wykresie wynosiła 500Hz, to jego długość w `dlugSygnProbk`

w próbkach wynosiła około:

- ☐ a. 8000
- ☐ b. 4000
- ☒ c. 2000
- ☐ d. 1000
- ☐ e. 16000
- ☐ f. 800
- ☐ g. 1200

Jeśli częstotliwość próbkowania dla sygnału prezentowanego na wykresie wynosiła 250Hz, to jego długość

dlugSygnProbk

w próbkach wynosiła około:

- ☐ a. 8000
- ☐ b. 4000
- ☐ c. 2000
- ☒ d. 1000
- ☐ e. 16000
- ☐ f. 800
- ☐ g. 1200

Współczynniki filtru, którego moduł transmitancji prezentowany jest na wykresie, zostały w MATLAB.

filtrPP

obliczone poleceniem:

- ☒ a. [b a] = butter (12, [0.3 0.6], 'bandpass')
- ☐ b. [b a] = butter (12, [0.2 0.4], 'bandpass')
- ☐ c. [b a] = butter (12, [0.3 0.6], 'stop')
- ☐ d. [b a] = butter (12, [0.2 0.4], 'stop')
- ☐ e. [b a] = butter (12, 0.3, 'low')
- ☐ f. [b a] = butter (12, 0.3, 'high')
- ☐ g. [b a] = butter (12, [0.3 0.6], 'high')

Pytań w bazie: 355, przeanalizowanych plików: 179