

Wzory, równania i zależności **z teorii sygnałów**

Łukasz Przystupa

22 stycznia 2023

całość opara na wykładach Kohorty.

1. Wzory Eulera

$$e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x)$$

$$\sin(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j}$$

$$\cos(x) = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}$$

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin(\alpha) \cos(\beta) + \cos(\alpha) \sin(\beta)$$

$$\sin(\alpha - \beta) = \sin(\alpha) \cos(\beta) - \cos(\alpha) \sin(\beta)$$

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos(\alpha) \cos(\beta) - \sin(\alpha) \sin(\beta)$$

$$\cos(\alpha - \beta) = \cos(\alpha) \cos(\beta) + \sin(\alpha) \sin(\beta)$$

2. Splot

Definicja:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_1(\tau) x_2(t - \tau) d\tau$$
$$y(t) = x_1(t) * x_2(t)$$

Właściwości splotu:

$$x_1(t) * x_2(t) \xleftrightarrow[ICFT]{CFT} X_1(f) X_2(f)$$
$$x(t) * \delta(t - t_0) = x(t - t_0)$$

3. Szereg Fouriera

Postać numeryczna:

$$x_F = a_0 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot \cos(2\pi n) + b_n \cdot \sin(2\pi n)$$

Postać okresowa:

$$c_n = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) dt$$

gdzie: T – okres $x(t)$

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n \cdot e^{+j2\pi n f_T t}$$

gdzie: $f_T = 1/T$

Sygnał musi spełniać warunki Dirichleta!!!

4. Definicje różnych transformat

4.1. Transformata Fouriera (CFT i ICFT)

$$\begin{array}{ll}
x(t) \xleftrightarrow[\text{aaa}]{\text{bbb}} X(f) & x(at) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} \frac{1}{|a|} X\left(\frac{f}{a}\right) \\
X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt & x(t-t_0) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} X(f) e^{-2j\pi ft_0} \\
& \overline{x(t)} \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} \overline{X(-f)}
\end{array}$$

Należy wspomnieć że iloczyn skalarny jest niezależny od wybranej dziedziny:

$$\begin{array}{c}
x(t) \circ (y) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} X(f) \circ Y(f) \\
\Downarrow \\
\int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \overline{y(t)} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \overline{Y(f)} df
\end{array}$$

4.2. Transformacja Dyskretna (DTFT)

$$\begin{array}{ll}
x_p = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n\Delta t) \cdot \delta(t - n\Delta t) & X(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n\Delta t) \cdot e^{-j2\pi \frac{f}{f_p} \cdot n} \\
& \text{gdzie: } f_p = f \text{ probkowania}
\end{array}$$

5. Sygnały podstawowe i ich transformaty

$$x(t) = \sin(2\pi ft)$$

$$x(t) = \cos(2\pi ft)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla } |t| < 1/2 \\ 1/2 & \text{dla } |t| = 1/2 \\ 0 & \text{dla } |t| > 1/2 \end{cases}$$

$$\text{sinc}(t) = \begin{cases} \frac{\sin(2\pi f)}{2\pi f} & \text{dla } t \neq 0 \\ 1 & \text{dla } t = 0 \end{cases}$$

$$\Lambda(t) = \begin{cases} t+1 & \text{dla } -1 \leq t \leq 0 \\ -t+1 & \text{dla } 0 < t \leq 1 \\ 0 & \text{dla pozostałych } t \end{cases}$$

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla } t > 0 \\ \frac{1}{2} & \text{dla } t = 0 \\ 0 & \text{dla } t < 0 \end{cases}$$

$$\text{sgn}(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla } t > 0 \\ \frac{1}{2} & \text{dla } t = 0 \\ -1 & \text{dla } t < 0 \end{cases}$$

$$\cos(x) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} \frac{1}{2}(\delta(f+f_0) + \delta(f-f_0))$$

$$\sin(x) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} j\frac{1}{2}(\delta(f+f_0) - \delta(f-f_0))$$

$$\delta(x) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} 1$$

$$\Pi(t) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} \text{sinc}(\pi f)$$

$$\Lambda(x) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} \text{sinc}^2(\pi f)$$

$$g_T(t) = \sum \frac{1}{T} e^{j2\pi f_n t} \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} G_T(f) = \sum \delta(f - \frac{n}{T})$$

$$u(t) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} \frac{1}{2}\delta(f) + \begin{cases} -j \cdot \frac{1}{2\pi f} & \text{dla } f \neq 0 \\ 0 & \text{dla } f = 0 \end{cases}$$

$$\text{sgn}(t) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} \begin{cases} -j \cdot \frac{1}{2\pi f} & \text{dla } f \neq 0 \\ 0 & \text{dla } f = 0 \end{cases}$$

6. Sygnały okresowe:

$$x(t) = x(t + n \cdot T)$$

$$n = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots$$

Gdzie: T – okres podstawowy

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_0(t - n \cdot T)$$

Gdzie $x_0(t)$ - wzorec sygnału,

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_0(t - n \cdot T) = x_0(t) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n \cdot T) = x_0(t) * g_T(t)$$

Fukcja $g_T(t)$ jest to pseudo fukcja reprezentująca grzebień Diraca

Dla funkcji zespolonych:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n \cdot e^{j2\pi n f_T t} \quad f_t = \frac{1}{T}$$

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \cdot e^{-j2\pi f_n t} dt \quad f_n = n \cdot f_T$$

7. Sygnał jako wektor

Iloczyn skalarny:

$$\langle x, y \rangle = \int_D x(t) \cdot \overline{y(t)} dt$$

Norma (długość wektora):

$$\|x(t)\|^2 = \langle x(t), x(t) \rangle$$

Metryka (odległość sygnałów):

$$\rho(x, y) = \|x - y\| = \sqrt{\langle x(t) - y(t), x(t) - y(t) \rangle}$$

Energia sygnału:

$$Energia(x(t)) = \|X(t)\|_{L^2}^2 = \int_D |x(t)|^2 dt$$

Wektory są ortogonalne (czyli prostopadłe względem siebie (czyli liniowo niezależne)) jeśli:

$$\langle x(t), y(t) \rangle = \|x(t)\| \cdot \|y(t)\| \cdot \cos(\alpha) = 0 \Leftrightarrow x \perp y$$

7.1. Twierdzenie Parsevala - o zachowaniu energii

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df$$

7.2. Twierdzenie o zachowaniu odległości

Jeżeli:

$$x(t) \circ y(t) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} X(f) \circ Y(f)$$

to:

$$\|x(t) - y(t)\| = \|X(f) - Y(f)\|$$

8. Aproksymacja sygnału

Aproksymacją sygnału $x(t)$ jest:

$$x(t) \approx \sum_{n=1}^N a_n b_n(t)$$

czyli:

$$x(t) + e(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot b_n(t)$$

$$x(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot b_n - e(t)$$

gdzie współczynniki a i b odpowiadają macierzom:

$$b = A \cdot a$$

$$b = \begin{bmatrix} x \circ b_1 \\ x \circ b_2 \\ x \circ b_3 \\ \dots \\ x \circ b_N \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} b_1 \circ b_1 & b_2 \circ b_1 & \dots & b_N \circ b_1 \\ b_1 \circ b_2 & b_2 \circ b_2 & \dots & b_N \circ b_2 \\ b_1 \circ b_3 & b_2 \circ b_3 & \dots & b_N \circ b_3 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_1 \circ b_N & b_2 \circ b_N & \dots & b_N \circ b_N \end{bmatrix} \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \dots \\ a_N \end{bmatrix}$$

W gdyby wektory byłyby ortogonalne, całość sprowadza się do prostego równania:

$$a_k = \frac{x \circ b_k}{||b_k||^2} \quad k = 1, 2, \dots, N$$

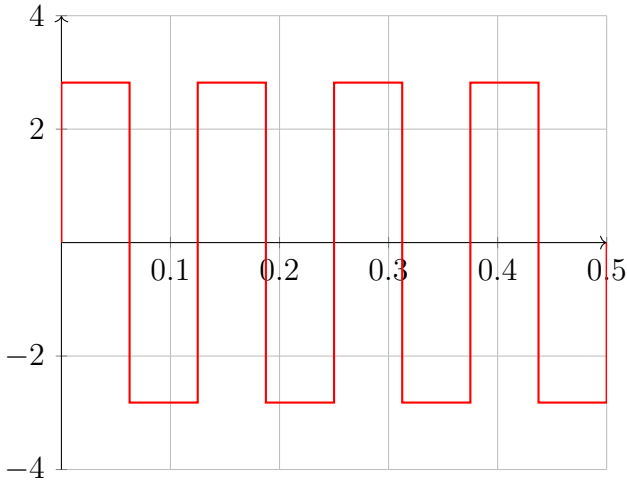
Kiedy nasze wektory są znormalizowane to:

$$||b_k||^2 = 1$$

$$a_k = x \circ b_k \quad k = 1, 2, \dots, N$$

9. Baza Harra (ortonormalna)

$$\begin{aligned}
 H_{0,0}(t) &= \Pi(t - 0.5) & D : t \in < 0, 1 > \\
 H_{0,1} &= \Pi(2 \cot(t - 0.25)) - \Pi(2 \cdot (t - 0.75)) \\
 H_{k,m} &= 2^{\frac{k}{2}} \cdot H(2^k \cdot (t - \frac{m-1}{2^k})) & m = 1, 2, \dots, 2^k
 \end{aligned}$$

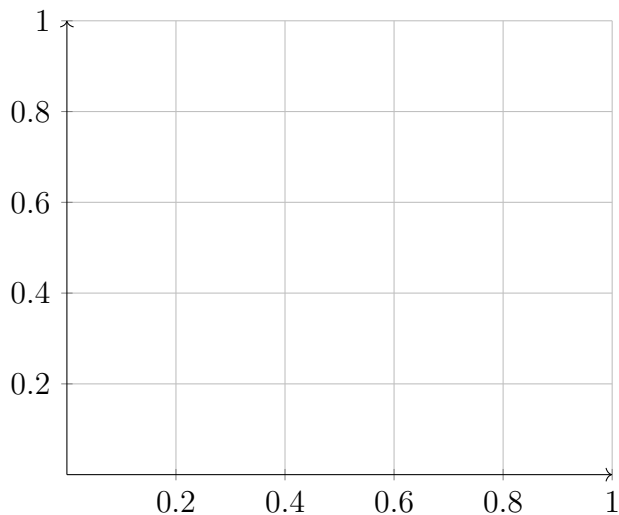


Czyli kolejne sygnały bazy:

$$\begin{aligned}
 b_1(t) &= H_{0,0}(t) \\
 b_2(t) &= H_{0,1}(t) \\
 b_3(t) &= H_{1,1}(t) \\
 b_4(t) &= H_{1,2}(t) \\
 b_5(t) &= H_{2,1}(t) \\
 b_6(t) &= H_{2,2}(t) \\
 &\dots
 \end{aligned}$$

10. Baza Walsha

$$\begin{aligned}
 W_{0,0}(t) &= \Pi(t - 0.5) & D : t \in < 0, 1 > \\
 W_{0,1}(t) &= W_{0,0}(2t) + (-1)^1 \cdot W_{0,0}(2 \cdot (t - 0.5)) \\
 W_{k,2m-1}(t) &= W_{k-1,m}(2t) + (-1)^{m-1} \cdot W_{k-1,m}(2 \cdot (t - 0.5)) & dla \ k > 1 \\
 W_{k,2m}(t) &= W_{k-1,m}(2t) + (-1)^m \cdot W_{k-1,m}(2 \cdot (t - 0.5)) & dla \ k > 1
 \end{aligned}$$



Analogicznie jak w bazie Harra

11. Twierdzenie o pochodnej

Pochodna pierwszego rzędu:

$$\text{dla } \lim_{t \rightarrow \pm\infty} x(t) = 0$$
$$\frac{d}{dt}x(t) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} j2\pi f \cdot X(f)$$

Pochodna n-tego rzędu:

$$\text{dla } \lim_{t \rightarrow \pm\infty} x^{(m)}(t) = 0 : m = 0, 1, 2, \dots, n-1$$
$$\frac{d^n}{dt^n}x(t) \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} (j2\pi f)^n \cdot X(f)$$

12. Twierdzenie o całce

$$\int_f^t x(\tau) d\tau \xleftrightarrow[\text{ICFT}]{\text{CFT}} \frac{1}{j2\pi f} \cdot X(f) \text{ dla } f = 0$$

dla $f = 0$ liczymy osobno.

13. Filtry

Głównym parametrem określającym filtr jest jego transmitancja:

$$H(s) = \frac{b_0 \cdot s^0 + b_1 \cdot s^1 + b_2 \cdot s^2 \dots}{1 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 \dots}$$

Transmitancje można rozłożyć na ułamki proste, tak że miejsca zerowania licznika to „zera” a miejsca zerowania mianownika to „bieguny”

$$H(s) = \frac{b}{a} \cdot \frac{(s - z_0) \cdot (s - z_1) \dots}{(s - p_0) \cdot (s - p_1) \dots}$$

Następnie zgodnie z zasadą na rozkładanie na ułamki proste:

$$H(s) = \frac{c_0}{s - p_0} + \frac{c_1}{s - p_1} + \frac{c_3}{s - p_3} + \dots$$

Z założeniem że:

$$c_k = H(s) \cdot (s - p_k)|_{s=p_k}$$

Dla tych biegunów których część rzeczywista jest ujemna, filtr jest stabilny. Dla części leżącej na 0 układ jest meta stabilny i potrzebne są dodatkowe obliczenia aby potwierdzić jego stabilność. Natomiast dla tych, których część rzeczywista jest dodatnia układ jest niestabilny.

13.1. Filtr dolnoprzepustowy Butterwortha

$$|H(s)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{gr}}\right)^{2N}} \Rightarrow |H(s)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{gr}}\right)^{2N}}}$$

gdzie N oznacza rząd filtru (im wyższy tym bardziej strome zbocze zaraz po f_{gr})

Dużo łatwiej jednak wyjść z:

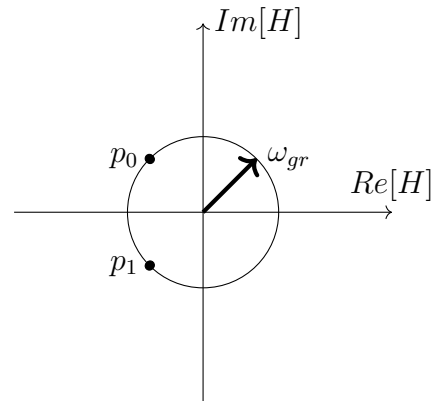
$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{\omega_{gr}^2}{(s - p_0)(s - p_1)\dots} = \\ &= \frac{c_0}{s - p_0} + \frac{c_1}{s - p_1} + \dots \end{aligned}$$

$$\text{gdy : } s = j2\pi f$$

$$H(f) = \frac{c_0}{j2\pi f - p_0} + \frac{c_1}{j2\pi f - p_1} + \dots$$

Odpowiedz impulsowa :

$$h(t) = u(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cdot e^{p_n \cdot t}$$



13.2. Filtr dolnoprzepustowy Czebyszewa