

POLITECHNIKA OPOLSKA

INSTYTUT AUTOMATYKI I INFORMATYKI



LABORATORIUM METROLOGII ELEKTRONICZNEJ

**2. ROZKŁAD SYGNAŁÓW NA
HARMONICZNE oraz POMIAR
WSPÓŁCZYNNIKA ZNIEKSZTAŁCENÍ
NIELINIOWYCH**

8. WIDMO FOURIERA I POMIARY NAPIĘĆ NIESINUSOIDALNYCH.

8.1. Wstęp

8.1.1. Podstawowe pojęcia.

Przebieg okresowy możemy opisać równaniem

$$x(t) = x(t \pm T)$$

$x(t)$ - wielkość fizyczna zależna od czasu t ,

T - okres przebiegu,

x - wartość chwilowa.

Jeśli przebieg $x(t)$ jest podany w postaci zapisu matematycznego, to jego wartość średnią wyznaczamy za pomocą zależności:

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (8.1)$$

Jeśli przebieg jest podany w formie wykresu lub oscylogramu, to wartość średnią wyznaczamy z zależności

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n x_n$$

n - liczba równych części na jakie dzielimy okres przebiegu,

x_n - wartość n -tej rzędnej wykresu

Wartość średnia może być dodatnia lub ujemna.

Wartość skuteczna przebiegu okresowego jest zdefiniowana:

- dla zapisu w formie matematycznej

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} \quad (8.2)$$

- dla wykresu lub oscylogramu

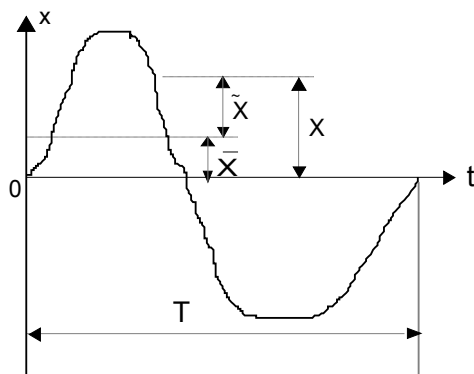
$$X = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{n=1}^n x_n^2}$$

Wartość skuteczna jest zawsze dodatnia.

Wartość maksymalna (amplituda) - największa wartość w ciągu okresu przebiegu bez składowej stałej. Amplitudy dodatnia i ujemna mogą być równe co do wartości lub różne.

Wartość międzyszczytowa - bezwzględna wartość różnicy między największą i najmniejszą wartością funkcji $x(t)$ w okresie, tj. między szczytem dolnym i górnym. Wartość międzyszczytowa jest zawsze dodatnia.

Składowa stała i składowa zmienna przebiegu. Każdy przebieg periodyczny można rozłożyć na dwie składowe: stałą i zmienną.



Rys.8.1. Przebieg okresowy:

x - wartość chwilowa przebiegu

\bar{x} - składowa stała przebiegu

\tilde{x} - składowa zmienna

przebiegu

$$x = \bar{x} + \tilde{x}$$

Można udowodnić zależność, że kwadrat wartości skutecznej przebiegu periodycznego jest równy sumie kwadratu składowej stałej i kwadratu skutecznej wartości składowej zmiennej

$$\overline{x^2} = \overline{X^2} + \tilde{X}^2$$

Współczynnik szczytu (amplitudy):

$$K_{sz} = \frac{X_m}{X} \quad \text{dla sinusoidy } 1,41 \quad (8.3)$$

Współczynnik kształtu :

$$K_k = \frac{X}{\tilde{X}} \quad \text{dla sinusoidy } 1,11 \quad (8.4)$$

Współczynnik uśredniania :

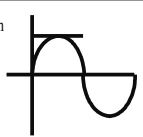
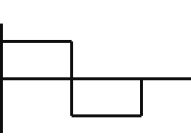
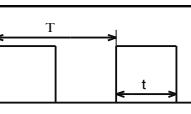
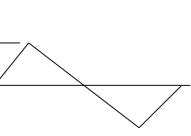

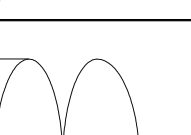
$$K_u = \frac{X_m}{X} \quad \text{dla sinusoidy } 1,57 \quad (8.5)$$

Współczynnik odkształcenia :

$$K_{od} = \frac{X_1}{X} \quad \text{gdzie } X_1 - \text{wartość skuteczna pierwszej harmonicznej.} \quad (8.6)$$

Porównanie niektórych parametrów opisanych powyżej dla przebiegów niesinusoidalnych zawarte jest w tabeli 8.1.

Tabela 8.1. Parametry funkcji okresowych

Funkcja okresowa	Wartość średnia	Wartość skuteczna	Współczynnik szczytu	Współczynnik kształtu
	$\frac{2}{\pi} X_m$ (0,637X _m)	$\frac{1}{\sqrt{2}} X_m$ (0,707X _m)	$\sqrt{2}$ (1,414 _m)	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ (1,111)
	X _m	X _m	1	1
 n = t / T wypełnienie	nX _m	$\sqrt{n} X_m$	$\frac{1}{\sqrt{n}}$	$\frac{1}{\sqrt{n}}$
	$\frac{X_m}{2}$	$\frac{X_m}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{3}$ (1,732)	$\frac{2}{\sqrt{3}}$ (1,155)
	$\frac{X_m}{\pi}$ (0,32X _m)	$\frac{X_m}{2}$	2	$\frac{\pi}{2}$ (1,57)
	$\frac{2X_m}{\pi}$ (0,64X _m)	$\frac{1}{\sqrt{2}} X_m$ (0,707X _m)	$\sqrt{2}$ (1,414 _m)	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ (1,111)

--	--	--	--	--

8.1.2. Pomiary napięć przebiegów okresowych.

Pomiar wartości średniej.

Do pomiaru wartości stałej i wartości średniej stosuje się przyrząd magnetoelektryczny. Wychylenie wskazówki przyrządu jest proporcjonalne do prądu

$$\alpha = c \cdot i$$

Przyrząd wskazuje poprawnie przy przebiegach szybkozmiennych $f \gg f_0$

f - częstotliwość przebiegu

f_0 - częstotliwość własna ustroju pomiarowego przyrządu

Dla $f=f_0$ - słabe tłumienie, przyrząd jest galwanometrem, dla $f \ll f_0$ przyrząd wskazuje wartości chwilowe. Przyrządy magnetoelektryczne budowane są zazwyczaj dla prądu stałego. Dla prądu przemiennego sinusoidalnego przyrząd posiada prostownik. Przyrząd taki mierzy wartość średnią wyprostowaną. Dla sinusoidy stosunek wartości skutecznej do wartości średniej wyprostowanej, tzw. współczynnik kształtu jest znany. Dla prostownika jednopółkowego wynosi 1,57 a dla dwupółkowego 1,11. Wykorzystuje się to do skalowania przyrządów magnetoelektrycznych w wartościach skutecznych. Dla przebiegów niesinusoidalnych stosunek ten nie jest znany, przyrząd nie może służyć do pomiaru wartości skutecznej. Dla woltomierzy z prostownikami wartości średniej jeżeli znamy współczynnik kształtu przebiegu, to możemy obliczyć błąd wskazania dla przebiegu niesinusoidalnego.

$$U_w = K_0 U_{vx}$$

$$U_r = K_x U_{vx}$$

$$\delta = \frac{U_w - U_r}{U_r} = \frac{K_0 - K_x}{K_x} \quad (8.7)$$

U_w - wartość skuteczna przebiegu odkształconego
odczytana z podziałki miernika

U_r - wartość rzeczywista napięcia odkształconego

U_{vx} - wartość średnia napięcia odkształconego

K_0 - współczynnik kształtu krzywej dla której jest
skalowany miernik

K_x - współczynnik kształtu przebiegu odkształconego

Pomiar wartości skutecznej

Wartości skuteczne można mierzyć następującymi przyrządami:

- cieplny (także magnetoelektryczny z termoelementem),
- elektromagnetyczny,
- elektrodynamiczny,
- elektrostatyczny,
- indukcyjny (dla jednej częstotliwości).

Moment napędowy tych przyrządów jest proporcjonalny do kwadratu prądu lub napięcia. Woltomierzami które mierzą wartość skuteczną napięcia niezależnie od jego kształtu są woltomierze cieplne i elektromagnetyczne lecz ich rezystancja wejściowa jest mała.

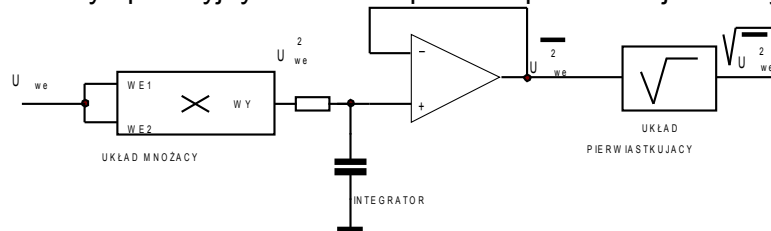
Przyrząd elektromagnetyczny nadaje się do mierzenia wartości skutecznej dla częstotliwości 50 Hz wraz z kilkoma harmonicznymi, natomiast dla częstotliwości akustycznych (powyżej 1000Hz) wskazania jego wyraźnie maleją i błędy rosną. Przyrząd

elektrodynamiczny (z cewkami połączonymi w szereg) również mierzy wartości skuteczne dla częstotliwości poniżej akustycznych, przy czym przebieg może zawierać dowolną składową stałą. Przyrząd elektrostatyczny nadaje się do pomiaru wartości skutecznych napięcia niezależnie od częstotliwości. Przyrząd indukcyjny nadaje się jedynie do pomiarów wartości skutecznej przebiegów sinusoidalnych o częstotliwości 50 Hz, bez składowej stałej.

Pomiar wartości skutecznej z wykorzystaniem przetwornika „True RMS”.

a) Metoda bezpośrednia

Metoda ta polega na wyznaczaniu wartości skutecznej z definicji, czyli podnoszeniu do kwadratu, uśrednianiu i pierwiastkowaniu przy wykorzystaniu analogowych układów mnożących i wzmacniaczy operacyjnych. Zasada pomiaru pokazana jest na rys.8.2.

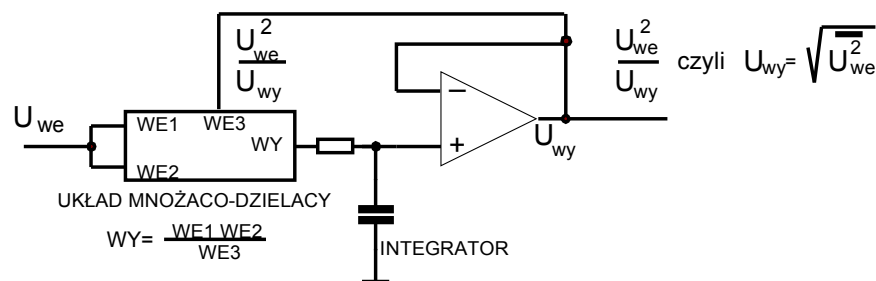


Rys.8.2. Zasada pomiaru wartości skutecznej metodą bezpośrednią

Wadą tej metody jest duża dynamika układu skutecznego mnożenia sygnału wejściowego. Ogranicza to stosowanie tej metody do sygnałów wejściowych o dynamice 20 dB i z tego względu metoda ta jest stosowana rzadko, choć jest dokładna (błąd pomiaru 0,1% pełnej skali), zapewnia dużą szerokość pasma mierzonych częstotliwości oraz bardzo małą bezwładność.

b) Metoda pośrednia

W metodzie tej wykorzystuje się sprzężenia zwrotne między wyjściem a układem mnożąco-dzielącym (rys.8.3).



Rys.8.3. Zasada pomiaru wartości skutecznej metodą pośrednią

Układ realizuje funkcję

$$U_{wy} = \text{wartość średnia} \cdot \frac{U_{we}^2}{U_{wy}}$$

co odpowiada definicji wartości skutecznej. Poziom napięcia wejściowego przy podnoszeniu do kwadratu jest jednocześnie dzielony przez średni sygnał wyjściowy, przez co średnie poziome napięcie zmieniają się liniowo z poziomem wartości skutecznej przebiegu wejściowego (większa dynamika). Zaletą tej metody jest mniejszy koszt, większy zakres dynamiki i prostsza konstrukcja. Natomiast wadą jest węższe pasmo częstotliwości mierzonych sygnału.

8.1.3. Pomiary z wykorzystaniem analizatora harmonicznego.

Rozkład przebiegu okresowego na szereg Fouriera w dziedzinie ciągłych sygnałów okresowych.

Dowolny przebieg okresowy można przedstawić jako sumę wielu prostych przebiegów sinusoidalnych tworzących szereg Fouriera.

W postaci trygonometrycznej szereg Fouriera możemy zapisać:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} A_n \cos(n\omega_0 t - \varphi_n) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} a_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^{n=\infty} b_n \sin n\omega_0 t \quad (8.8)$$

gdzie:

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} x(t) dt \quad \text{składowa stała przebiegu, czyli wartość średnia,}$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} x(t) \cos n\omega_0 t dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} x(t) \sin n\omega_0 t dt$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{moduł } n\text{-tej harmonicznej,}$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{b_n}{a_n} \quad \text{kąt fazowy } n\text{-tej harmonicznej}$$

Szereg Fouriera można również zapisać w postaci wykładniczej - występują wtedy częstotliwości ujemne ($-n \omega_0$):

$$x(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} A_n e^{j(n\omega_0 t - \varphi_n)} = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} A_n e^{jn\omega_0 t}$$

(8.9)

$$A_n = |A_n| e^{-j\varphi_n} = a_n - jb_n$$

$$A_{-n} = |A_n| e^{j\varphi_n} = a_n + jb_n$$

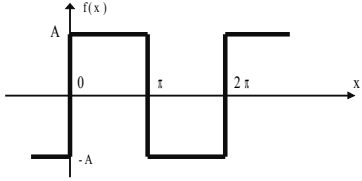
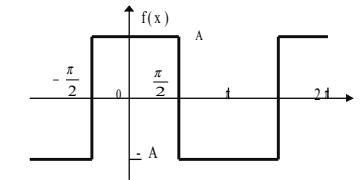
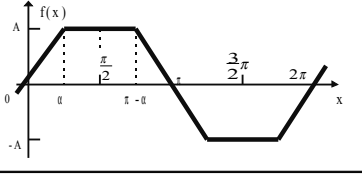
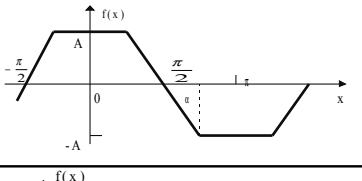
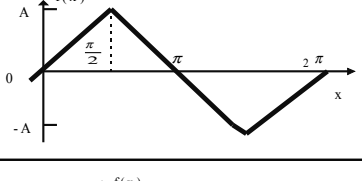
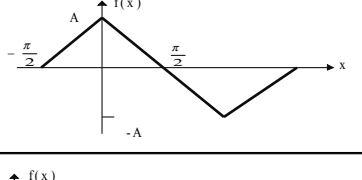
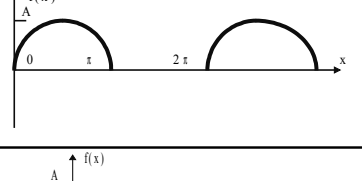
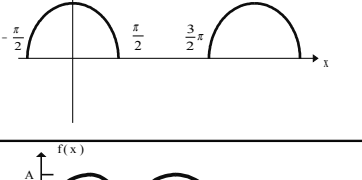
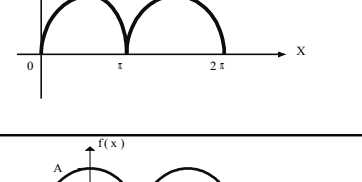
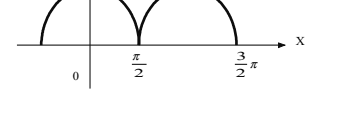
W tabeli 8.2. przedstawiono rozkład na trygonometryczny szereg Fouriera podstawowych przebiegów okresowych niesinusoidalnych.

Przyrządy do analizy harmonicznej przebiegu niesinusoidalnego.

Doświadczalny sposób wyznaczania widma amplitudowego polega na pomiarze kolejno poszczególnych amplitud wydzielonych z przebiegu za pomocą filtru selektywnego o wąskim paśmie przenoszenia i płynnie przestrajanej częstotliwości środkowej filtru. Przyrządy służące do wyznaczania widma amplitudowego sygnału okresowego są nazywane analizatorami harmonicznych. Funkcją tę może spełniać elektroniczny woltomierz selektywny o przestrajanej częstotliwości. Umożliwia on pomiar wartości kolejnych harmonicznych i ich częstotliwości. Jeśli czułość woltomierza może być płynnie regulowana, to przy pomiarze pierwszej harmonicznej dogodnie jest nastawić wskazanie na 100%, wówczas kolejne harmoniczne będą wskazywane w procentach wartości pierwszej harmonicznej. Bardziej rozbudowane przyrządy, nazywane analizatorami widma, umożliwiają obserwację na ekranie oscyloskopu szeregu pionowych prążków o wysokości proporcjonalnej do wartości kolejnych harmonicznych badanego napięcia, rozmieszczonych w kierunku poziomym proporcjonalnie do częstotliwości (wzdłuż osi częstotliwości). Na podstawie wskazań woltomierza selektywnego można wyznaczyć wartość skuteczną napięcia odkształconego

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} \quad (8.10)$$

Tabela 8.2. Rozkład Fouriera dla niektórych przebiegów niesinusoidalnych

	$f(x) = \frac{4A}{\pi} \left[\sin x + \frac{1}{3} \sin 3x + \frac{1}{5} \sin 5x + \dots \right]$
	$f(x) = \frac{4A}{\pi} \left[\cos x - \frac{1}{3} \cos 3x + \frac{1}{5} \cos 5x - \dots \right]$
	$f(x) = \frac{4A}{\pi \alpha} \left[\sin \alpha \sin x + \frac{\sin 3\alpha}{3^2} \sin 3x + \frac{\sin 5\alpha}{5^2} \sin 5x + \dots \right]$
	$f(x) = \frac{4A}{\pi \alpha} \left[\sin \alpha \cos x - \frac{\sin 3\alpha}{3^2} \cos 3x + \frac{\sin 5\alpha}{5^2} \cos 5x - \dots \right]$
	$f(x) = \frac{8A}{\pi^2} \left[\sin x - \frac{\sin 3x}{3^2} + \frac{\sin 5x}{5^2} - \frac{\sin 7x}{7^2} + \dots \right]$
	$f(x) = \frac{4A}{\pi} \left[\cos x + \frac{\cos 3x}{3^2} + \frac{\cos 5x}{5^2} + \dots \right]$
	$f(x) = \frac{2A}{\pi} \left[\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4} \sin x - \frac{\cos 2x}{1 \cdot 3} - \frac{\cos 4x}{3 \cdot 5} - \frac{\cos 6x}{5 \cdot 7} - \dots \right]$
	$f(x) = \frac{2A}{\pi} \left[\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4} \cos x + \frac{\cos 2x}{1 \cdot 3} - \frac{\cos 4x}{3 \cdot 5} + \frac{\cos 6x}{5 \cdot 7} + \dots \right]$
	$f(x) = \frac{4A}{\pi} \left[\frac{1}{2} - \frac{\cos 2x}{1 \cdot 3} - \frac{\cos 4x}{3 \cdot 5} - \frac{\cos 6x}{5 \cdot 7} - \dots \right]$
	$f(x) = \frac{4A}{\pi} \left[\frac{1}{2} + \frac{\cos 2x}{1 \cdot 3} - \frac{\cos 4x}{3 \cdot 5} + \frac{\cos 6x}{5 \cdot 7} - \dots \right]$

Cyfrowe szeregi i szybka transformata Fouriera (FFT)

Przekształcenie funkcji czasu w funkcję częstotliwości odbywa się zgodnie ze wzorem

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (8.11)$$

W przypadku sygnałów dyskretnych funkcja $x(t)$ jest zastępowana funkcją argumentu dyskretnego $x(kT_s)$ złożoną z N próbek (zbiór skończony) jednakowo odległych o czas próbkowania T_s . Dyskretna transformata Fouriera ma postać

$$X\left(\frac{nf_s}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} x(kT_s) e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (8.12)$$

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

$$f_s = \frac{1}{T_s}$$

Parametry n i k odnoszą się odpowiednio do częstotliwości i czasu.

Dyskretna transformata Fouriera transformuje N -punktowy ciąg próbek w dziedzinie czasu :

$$x(kT_s) = x(0), x(T_s), x(2T_s), \dots, x((n-1)T_s)$$

w N -punktowy ciąg dyskretny w dziedzinie częstotliwości:

$$X\left(\frac{nf_s}{N}\right) = X(0), X\left(\frac{f_s}{N}\right), X\left(\frac{2f_s}{N}\right), \dots, X\left(\frac{(N-1)f_s}{N}\right) \quad (8.13)$$

W rzeczywistych zastosowaniach ciąg próbek $x(kT_s)$ jest ciągiem wartości rzeczywistych, podczas gdy ciąg transformat $X(nf_s/N)$ jest ciągiem wartości zespolonych przedstawianych zwykle w postaci moduł-faza.

Ciąg $x(kT_s)$ jest skończony i zawsze stanowi fragment znacznie dłuższego czasu rzeczywistego próbek. Może być więc traktowany jako iloczyn rzeczywistego ciągu próbek sygnału wejściowego i funkcji okna wycinającego (obserwacyjnego) $s_0(t)$ o długości $T_0 = n \cdot T_s$. Funkcja okna wycinającego poza oknem przybiera wartości równe zero, a w odrębie okna może przybierać wartość równą 1 w przypadku tzw. okna prostokątnego. Widmo częstotliwościowe $X(f)$ ciągłej transformaty Fouriera (wzór 8.10) ma charakter ciągły, podczas gdy w przypadku transformaty dyskretnej (wzór 8.11) ma charakter prążkowy. Odstęp między poszczególnymi prążkami okna wynosi

$$\frac{f_s}{N} = \frac{1}{NT_s} = \frac{1}{T_0}$$

i jest odwrotnie proporcjonalny do długości okna obserwacyjnego T_0 .

Gdy długość ciągu próbek jest większa, to większa jest rozdzielczość częstotliwościowa transformaty dyskretnej.

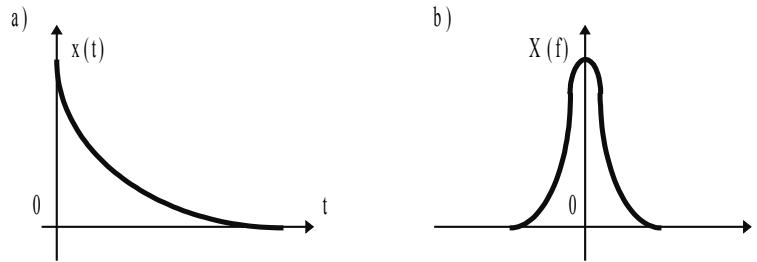
Realizacja numeryczna transformaty Fouriera wymaga dużej mocy obliczeniowej i jest czasochłonna. Korzystając z tego że funkcja sinus i cosinus jest symetryczna i okresowa, można zredukować moc obliczeniową.

Istotnym przełomem w dziedzinie metod obliczeniowych dyskretnej transformacji Fouriera było opracowanie nowego algorytmu przez Cooleya i Tukeya, który stał się podstawą szybkiej transformacji Fouriera (FFT). Podstawowa zasada tej transformacji to zastąpienie obliczeń dyskretnej transformaty Fouriera ciągu o długości N , obliczaniem dyskretnej transformaty odpowiednio krótszych ciągów. Algorytmy FFT dzielą się najczęściej na dwie grupy:

- z podziałem czasowym (ciąg $X(k)$ jest dzielony na coraz krótsze podciągi,
- z podziałem częstotliwościowym (ciąg $X(n)$ jest dzielony na coraz krótsze podciągi.

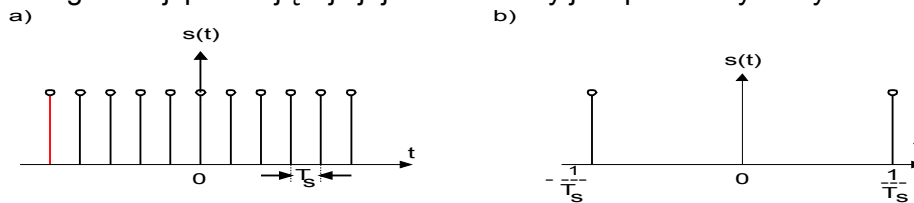
Niektóre właściwości dyskretnej transformaty Fouriera.

Dyskretną transformatę Fouriera przeanalizujemy na przykładzie. Niech będzie dany przebieg czasowy oraz transformata jego modułu (rys.8.4)



Rys.8.4. Para transformat Fouriera
a) przebieg czasowy
b) transformata Fouriera (moduł)

Sygnal ciągły jest poddany próbkowaniu, funkcja próbkująca $s(t)$ jest złożona z szeregu delt Diraca. Przebieg funkcji próbkującej i jej transformata jest pokazany na rysunku 8.5.



Rys.8.5. Funkcja próbkująca
a) przebieg czasowy,
b) transformata w dziedzinie częstotliwości

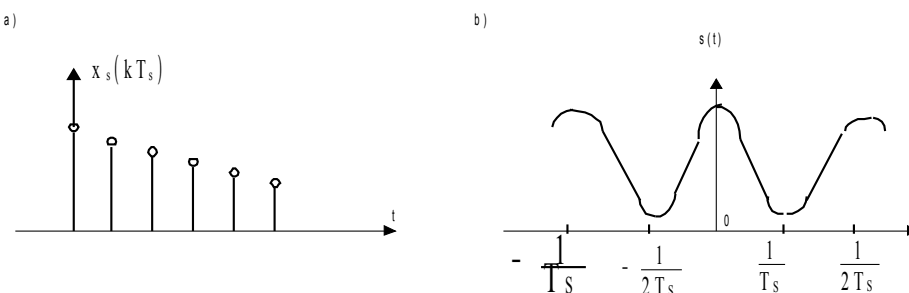
Sygnal dyskretny jest określony tylko w dyskretnych chwilach czasowych $t = k T_s$. Możemy go interpretować jako iloczyn pierwotnego sygnału ciągłego $x(t)$ i funkcji próbkującej $s(t)$

$$x(kT_s) = x(t) s(t) = x(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_s)$$

Mnożeniu w dziedzinie czasu odpowiada splot w dziedzinie częstotliwości, a więc transformata Fouriera

$$X_s(f) = X(f) * S(f)$$

Widmo przebiegu spróbkowanego i jego transformata jest pokazana na rysunku 8.6.



Rys.8.6. Ciąg próbek a) przebieg czasowy
b) transformata w dziedzinie częstotliwościowej

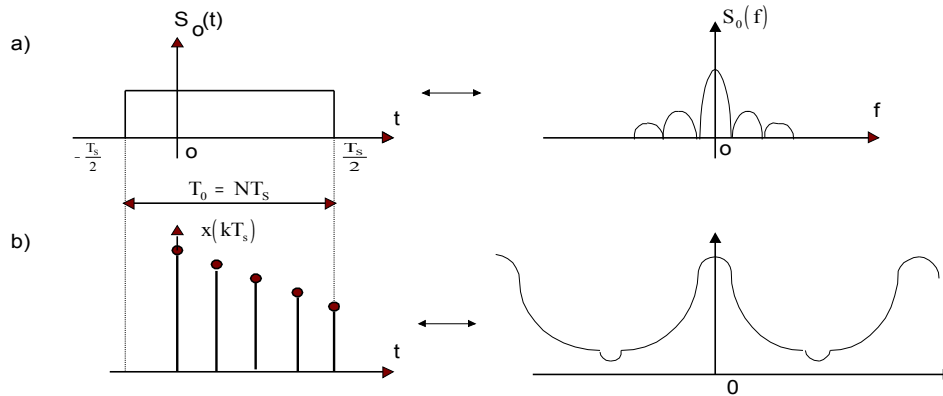
Należy zaznaczyć, że okno wycinające ogranicza długość ciągu próbek w czasie w celu umożliwienia praktycznego obliczenia transformaty. Wycięty sygnał wejściowy jest iloczynem ciągu nieskończonego $X_s(k T_s)$ i pewnej funkcji okna wycinającego $s_0(t)$, która jest równa jedności dla okna prostokątnego tylko w przedziale od $(-T_s/2)$ do $(N- 1/2)T_s$, a równa zero poza tym przedziałem oraz ma widmo $s_0(f)$, czyli sygnał wycięty wynosi:

$$x(kT_s) = x_s(kT_s) s_0(t) = x(t) s(t) s_0(t)$$

Widmo Fouriera sygnału wyciętego określa zależność:

$$X_N(f) = X(f) * S(f) * S_0(f)$$

Moduł funkcji $S_0(f)$ pokazany na rys.8.7 ma wartość $\left| \frac{\sin \pi f N T_s}{\pi N T_s} \right|$.



Rys.8.7. Wpływ okna wycinającego

a) okno wycinające i jego transformata

b) ucięty ciąg próbek i jego transformata

Jeśli uwzględnić, że transformata Fouriera funkcji $x(t)$ nie jest ciągła lecz jest zbiorem N próbek widma w dziedzinie częstotliwości, odległych od siebie o f_s/N [Hz], gdzie f_s jest

częstotliwością próbkowania), to pojawia się pytanie: jak dobrze widmo prążkowe przybliży transformatę Fouriera pierwotnej ciągłej postaci sygnału wejściowego $x(t)$. Warunkiem podstawowym do dobrego przybliżenia jest spełnienie prawa Shannona-Kotelnikowa. Oprócz tego efekt dyskretyzacji widma częstotliwości będzie zależał od tego czy okno wycinające zawiera dokładnie całkowitą liczbę okresów funkcji $x(t)$. Jeśli nie to dyskretna transformata Fouriera realizuje obliczenia dla funkcji o znacznych nieciągłościach, rosną błędy składowe widma i widmo ulega rozmyciu. Istnieją metody zmniejszenia wpływu nieciągłości funkcji $x(kT_s)$ przy złym doborze czasu trwania okna w stosunku do okresu funkcji $s(t)$, np. przez stosowanie właściwych funkcji wagowych w odrębnie okna.

8.1.4. Pomiar z wykorzystaniem miernika zniekształceń nieliniowych.

Współczynnik zniekształceń nieliniowych (zawartość harmonicznych) jest to stosunek skutecznej wartości napięcia napięcia harmonicznych bez składowej podstawowej do wartości składowej podstawowej.

$$h = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \quad (8.14)$$

gdzie U_1 - napięcie składowej podstawowej,

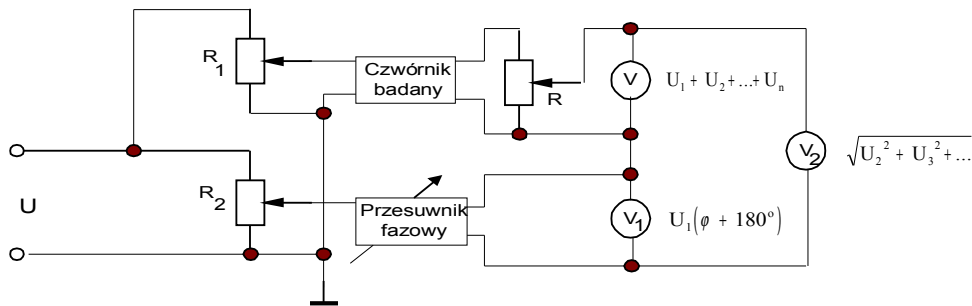
U_2, U_3, \dots, U_n - napięcie wyższych harmonicznych

Ze względu na trudności z wydzieleniem składowej podstawowej wprowadzono definicję współczynnika zniekształceń nieliniowych określonego jako stosunek skutecznej wartości napięcia harmonicznych do skutecznej wartości całego sygnału:

$$h_1 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \quad (8.15)$$

Ze względu na dwie równorzędne definicje współczynnika zniekształceń nieliniowych istnieją dwie podstawowe metody pomiarowe

a) metoda kompensacji składowej podstawowej umożliwiająca wyznaczenie współczynnika h



Rys.8.8. Pomiar współczynnika zniekształceń nieliniowych metodą kompensacji składowej podstawowej.

Napięcie U o kształcie dokładnie sinusoidalnym podaje się na badany czwórnik wytwarzający zniekształcenia oraz na przesuwnik fazowy. Zmieniając warunki fazowe (przesuwnikiem fazowym) i amplitudowe (potencjometrem R_2) uzyskuje się minimum wskazań woltomierza V_2 , co nastąpi wtedy gdy będzie pełna kompensacja składowej podstawowej. Woltomierz V_1 umożliwi odczytanie składowej podstawowej. Dzieliąc przez siebie wskazania obu przyrządów otrzymuje się poszukiwaną wartość współczynnika zniekształceń.

Metoda ta jest w praktyce stosowana do kontroli czwórników mogących wprowadzać zniekształcenia nieliniowe.

b) Metoda eliminacji składowej podstawowej.

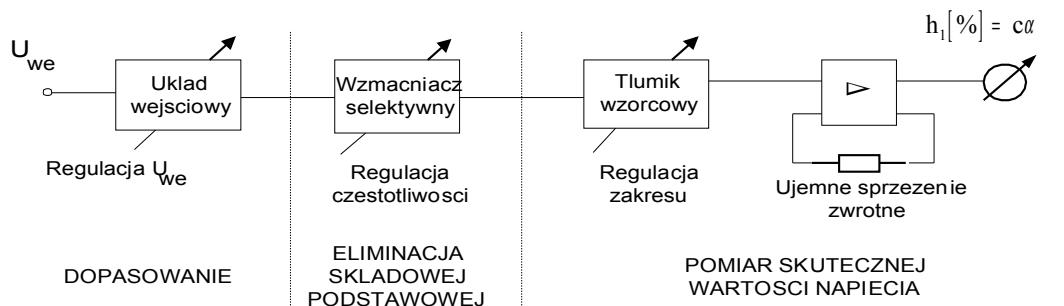
Najczęściej stosowana w praktyce. Podstawowym elementem miernika pracującego na tej zasadzie jest selektywny człon środkowo-zaporowy lub filtr górnoprzepustowy za pomocą którego można wyeliminować składową podstawową. Zależnie od typu urządzenia eliminującego składową podstawową mierniki dzieli się na trzy zasadnicze grupy:

- mierniki z mostkiem rezonansowym lub typu T zbcznicowane,
- mierniki z filtrem górnoprzepustowym,
- mierniki z zaporowym wzmacniaczem selektywnym (amplifiltrem).

Przyrządy składają się z trzech zasadniczych bloków funkcyjnych:

- 1) układu dopasowania miernika do badanego obwodu,
- 2) układu eliminacji składowej podstawowej,
- 3) układu do pomiaru napięcia harmonicznych.

Na rys.8.9 przedstawiono schemat miernika z amplifiltrem do pomiaru metodą wychyłową.



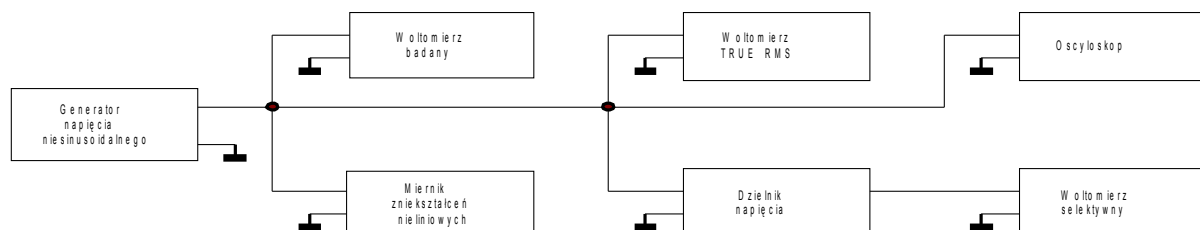
Rys.8.9 Układ do pomiaru współczynnika zniekształceń nieliniowych z wykorzystaniem wzmacniacza selektywnego

Miernik umożliwia bezpośrednie odczytywanie współczynnika zniekształceń nieliniowych. Napięcie wejściowe doprowadza się przez układ wejściowy do wzmacniacza selektywnego

o charakterystyce zaporowej który eliminuje składową podstawową. Napięcie na wyjściu wzmacniacza jest mierzone za pomocą wielozakresowego miliwoltomierza reagującego na wartość skuteczną.

8.2. Przebieg ćwiczenia

Połączyć układ pomiarowy jak na rysunku 8.10.



- 8.2.1. Na podstawie obserwacji przebiegu na ekranie oscyloskopu określić współczynnik kształtu przebiegu (zgodnie z tabelą 8.1).
 Obliczyć wartość rzeczywistą napięcia na podstawie wskazań woltomierza badanego (zgodnie ze wzorem 8.7). Porównać wartość obliczoną z wartością wskazaną przez woltomierz TRUE RMS i obliczyć błąd miernika badanego. Wyniki wpisać do tabeli 8.4.

Tabela 8.4.

Lp.	f	Woltomierz badany		Woltomierz TRUE RMS	Błąd
		U	U obliczone		
	Hz	V	V	V	%
1.	40				
2.					
3.					
1.	400				
2.					
3.					
1.	4000				
2.					
3.					

- 8.2.2. Za pomocą woltomierza selektywnego zmierzyć kolejne harmoniczne dla przebiegu niesinusoidalnego (zgodnie z tabelą 8.2). Porównać z wartościami teoretycznymi.

- obliczyć wartość skuteczną napięcia (wzór 8.10) i porównać ze wskazaniami woltomierza TRUE RMS. Obliczyć błąd.
- obliczyć współczynnik zniekształceń nieliniowych (wzór 8.14 lub 8.15), porównać z wartością współczynnika zmierzoną miernikiem zniekształceń nieliniowych, obliczyć błąd.

Wyniki pomiarów i obliczeń wpisać do tabeli 8.5.

Tabela 8.5.

Harmoniczna		$U_{\text{harmon.}}$		$U_{\text{odksz.}}$		δ_U	Współczynnik zniekształceń nieliniow. h		δ_h
Nr	f	zmier z	oblicz	zmier z	oblicz	%	zmier	oblicz	%
	Hz	V	V	V	V		%	%	
1.									
2.									
3.									
4.									
5.									
6.									
7.									
8.									
9.									
10.									
11.									

8.3. Zakres sprawozdania.

- Sprawdzić wskazania woltomierza badanego dla napięć niesinusoidalnych, porównać ze wskazaniami woltomierza TRUE RMS, obliczyć błędy.
- Na podstawie wskazań woltomierz selektywnego obliczyć wartość skuteczną napięcia odkształconego, współczynnik zniekształceń nieliniowych, porównać z wielkościami zmierzonymi, wyznaczyć błędy.
- Narysować wykres prążkowy badanych przebiegów niesinusoidalnych.