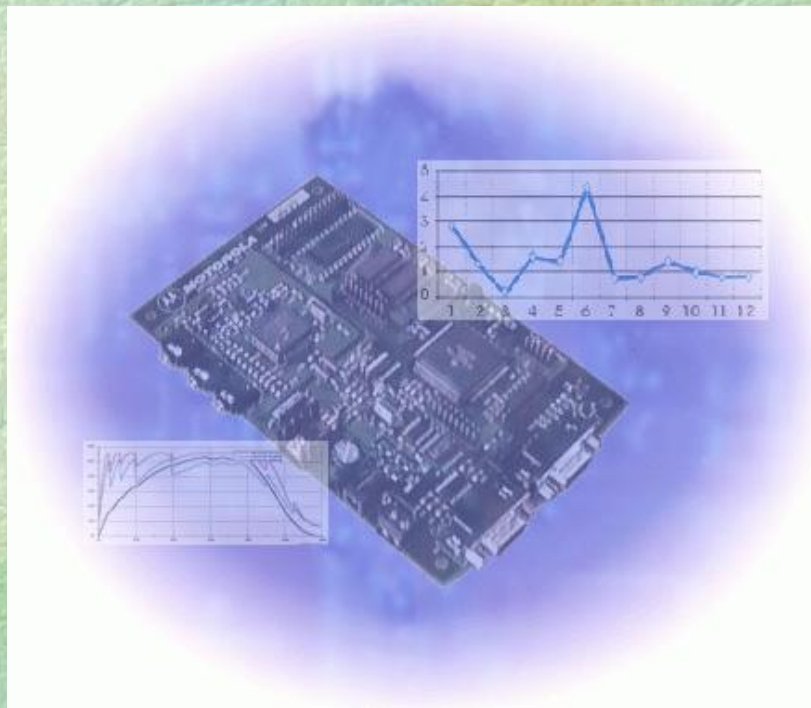


# Systemy przetwarzania sygnałów

## Konwersja analogowo-cyfrowa



# wykład No 3



# Wstęp



Wykorzystano materiały książki Marven C., Ewers G.: „Zarys cyfrowego przetwarzania sygnałów”, Warszawa WKŁ 1999; K. Wesołowski „Systemy radiokomunikacji ruchomej”, Warszawa 1998; oraz wykładu prof. J. Bolikowskiego.

# Sygnały

W rozumieniu teorii sygnałów, **sygnał** jest pojęciem abstrakcyjnym, modelem matematycznym wyrażającym się określoną funkcją, przebiegiem stochastycznym lub dystrybucją.

W technice **sygnał** definiowany jest jako funkcja czasowa dowolnej wielkości o charakterze energetycznym, w którym można wyróżnić dwa elementy: **nośnik** i **parametr informacyjny**.

W zależności od rodzaju **nośnika** wyróżnia się sygnały: **elektryczne**, akustyczne, mechaniczne, magnetyczne, elektromagnetyczne (w tym świetlne), ciepłe.

Wielkości określające badane zjawisko, obiekt lub proces oddziałują w ściśle określony sposób na parametry sygnału, np.: amplitudę, częstotliwość czy też fazę. Mianem **parametru informacyjnego** określa się ten parametr, który w danym przypadku jest nośnikiem użytecznej informacji.

W teorii sygnałów stosowane są dwa, niezależne od siebie, sposoby podziału sygnałów. W pierwszym sygnały dzieli się na **deterministyczne** i **losowe**; w drugim zaś rozróżnia się sygnały: **ciągłe** i **dyskretne**.





# Klasyfikacja sygnałów

## deterministyczne

okresowe

nieokresowe

Sygnałem deterministycznym jest sygnał, którego każda wartość jest jednoznacznie określona za pomocą ścisłych zależności matematycznych.

Sygnały opisane za pomocą procesu stochastycznego nazywa się sygnałami losowymi, a konkretna funkcja (sygnał) jest traktowana jedynie jako jedna z wielu możliwych realizacji procesu stochastycznego.

Stacjonarnym nazywany jest proces stochastyczny, którego charakterystyki statystyczne (wartość średnia, wartość średnia kwadratowa, funkcja korelacji) nie są funkcjami czasu.

Ergodycznym jest proces, którego dowolna statystyczna charakterystyka, otrzymana ze zbioru realizacji w dowolnej chwili, jest równa podobnej charakterystyce otrzymanej z jednej realizacji procesu obliczonej jako średnia w dostatecznie długim czasie.

## losowe

stacjonarne

niestacjonarne

ergodyczne

rozkład równomierny

rozkład normalny

inne rozkłady

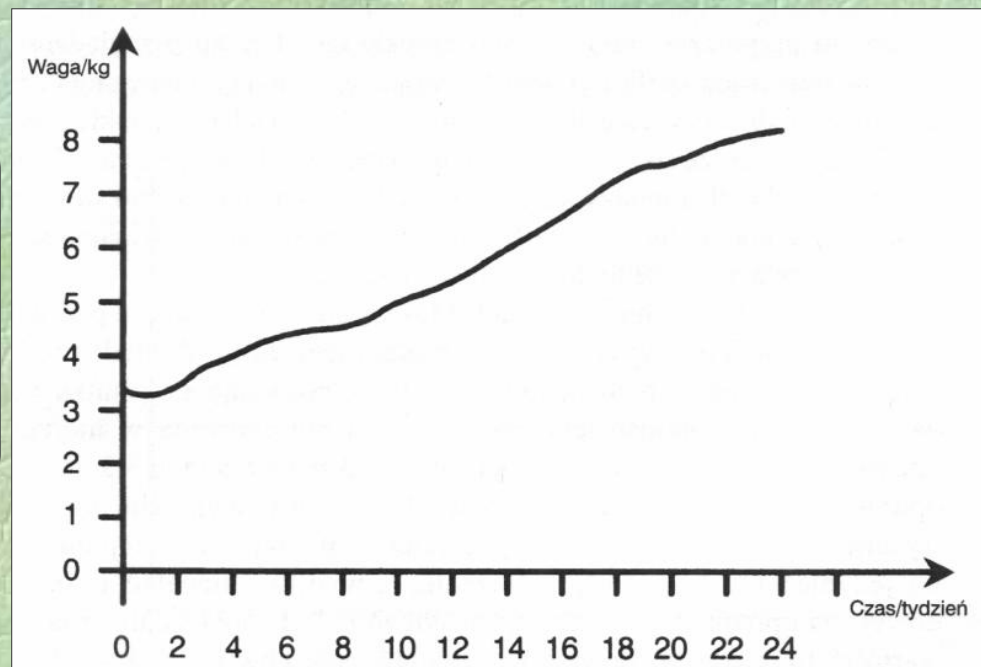
nieergodyczne

Sygnały otaczającego nas świata mają postać analogową.

W niniejszym wykładzie przyjrzymy się wpierw sposobom przekształcenia postaci analogowej w równoważną jej formę cyfrową, która może być wykorzystana przez urządzenia DSP.

Pierwszy etap procesu przekształcania postaci analogowej w cyfrową nazywany jest **próbkowaniem**.

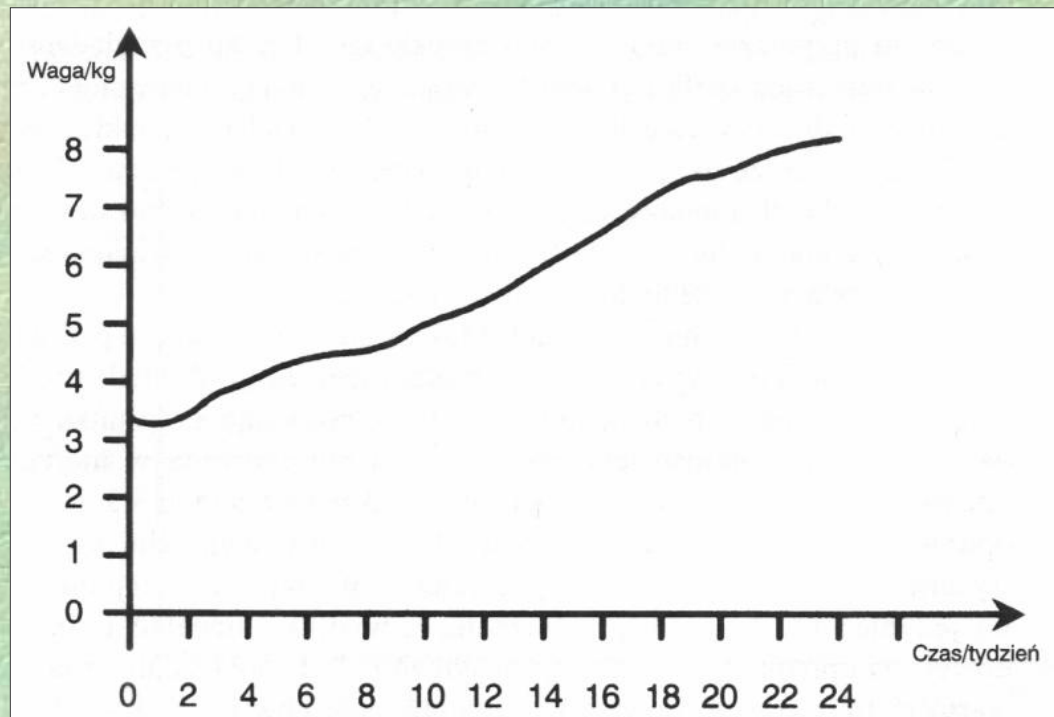
W celu ilustracji tej operacji posłużymy się przykładem zmieniającej się wagi niemowlęcia, co pokazano na rysunku:



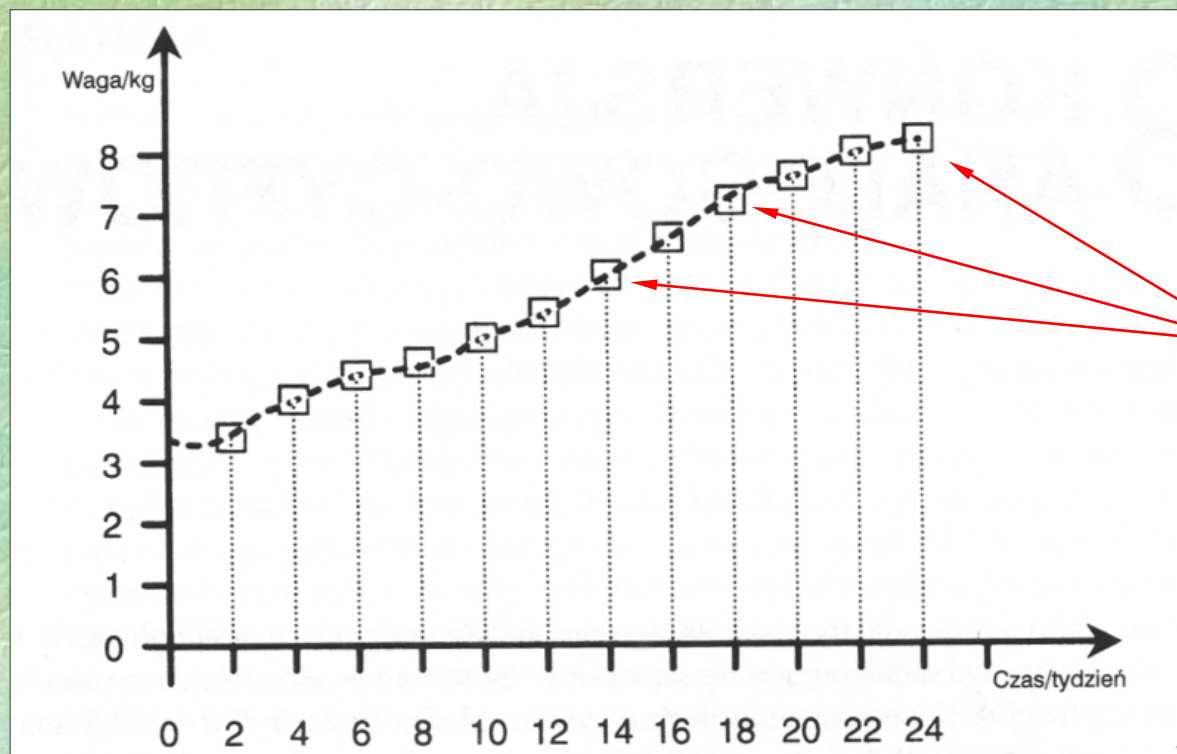


Informacje dotyczącą rozwoju niemowlaka zaczerpnęliśmy z co dwutygodniowych wizyt w klinice położniczej, gdzie dziecko było ważone - kolejne wartości wagi dziecka przedstawiono w tabelicy:

| Tydzień   | 0    | 2    | 4    | 6    | 8    | 10   | 12   | 14   | 16   | 18   | 20   |
|-----------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| Waga( kg) | 3,35 | 3,50 | 3,95 | 4,49 | 4,59 | 4,98 | 5,37 | 6,05 | 6,70 | 7,41 | 7,52 |



Na sporządzonym wykresie, zawierającym kolejne wartości wagi w funkcji czasu widzimy zbiór dyskretnych wartości reprezentujących postęp w rozwoju niemowlęcia.



Wartości te są nazywane **próbkami sygnału** wejściowego (wagi dziecka).





**Innymi słowy próbkowanie  
sygnału wejściowego to metoda zapisu  
chwilowych wartości sygnału ciągłego!**

Można tu przytoczyć wiele innych przykładów.

Raporty dzienne dotyczące wielkości opadów atmosferycznych, liczby słonecznych godzin w ciągu dnia czy też głębokości śniegu w kurortach narciarskich.

Warte podkreślenia jest to, że **okres próbkowania danej wielkości jest zawsze taki sam.**





Czternaście dni dla niemowlaka, czy też jeden dzień dla opadów deszczu, liczby słonecznych godzin lub głębokości śniegu.

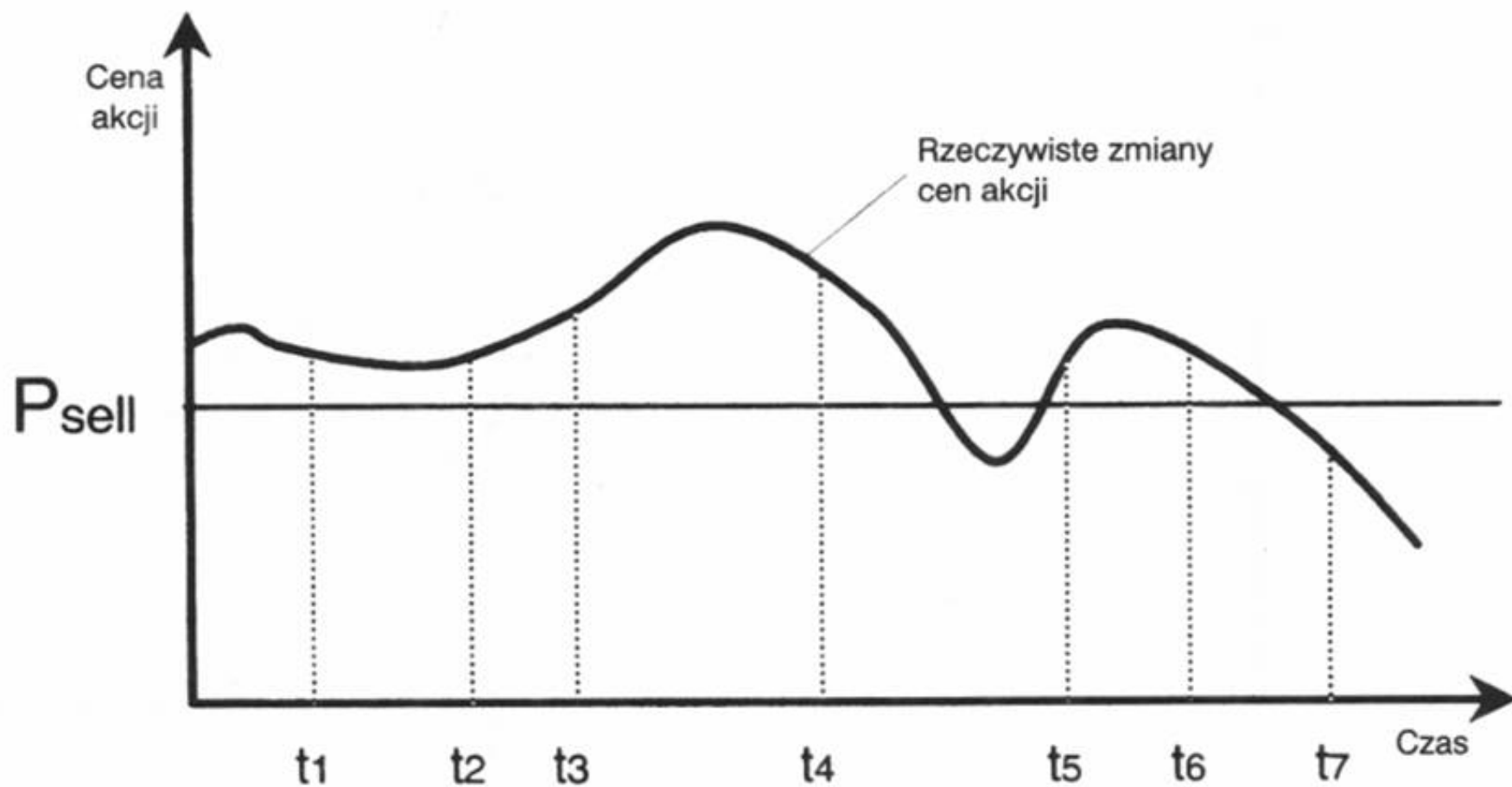
Pozwala nam to zrozumieć istotę zawartej informacji i ewentualnie podjąć właściwe decyzje.

Rozpatrzmy jeszcze inny przykład.

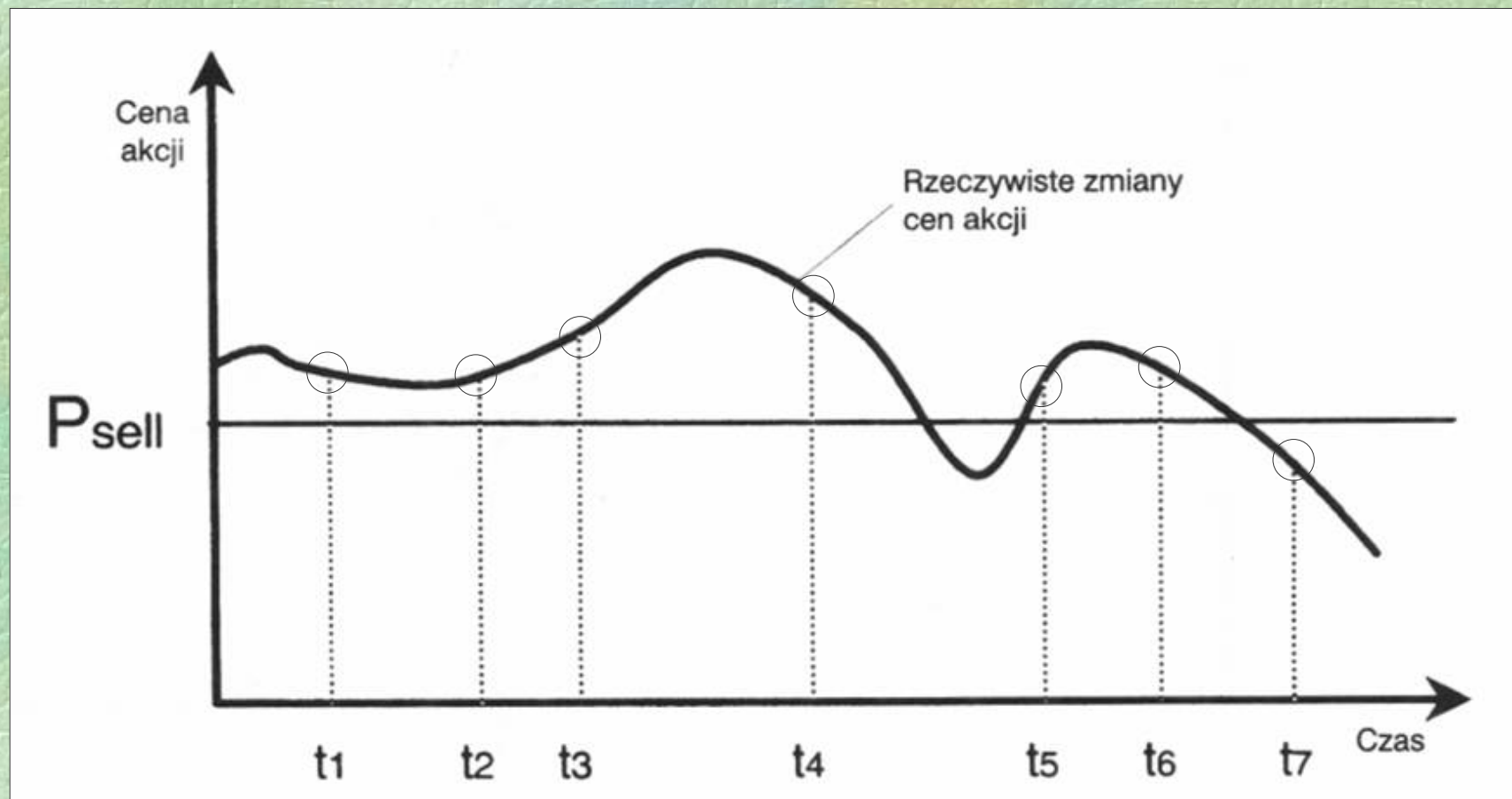
Makler giełdowy pragnie przewidzieć co się stanie w najbliższym czasie z portfelem jego akcji.

Zakładamy, że indeks giełdowy zmienia się nieustannie w czasie, co pokazano na rysunku



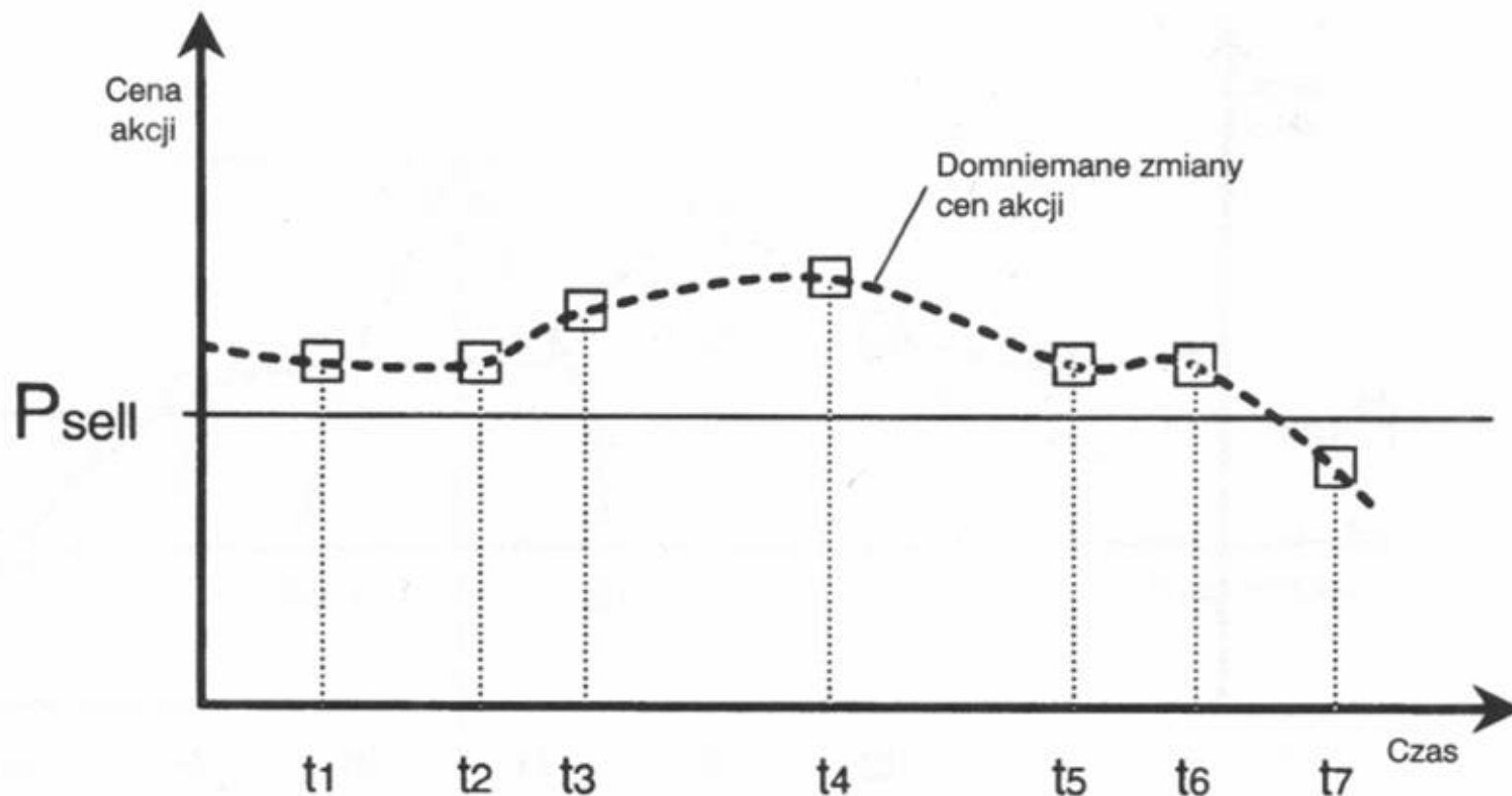


Zakładamy także, że wartość tego indeksu była publikowana w **nieregularnych** odcinkach czasu, od  $t_1$  do  $t_7$ .



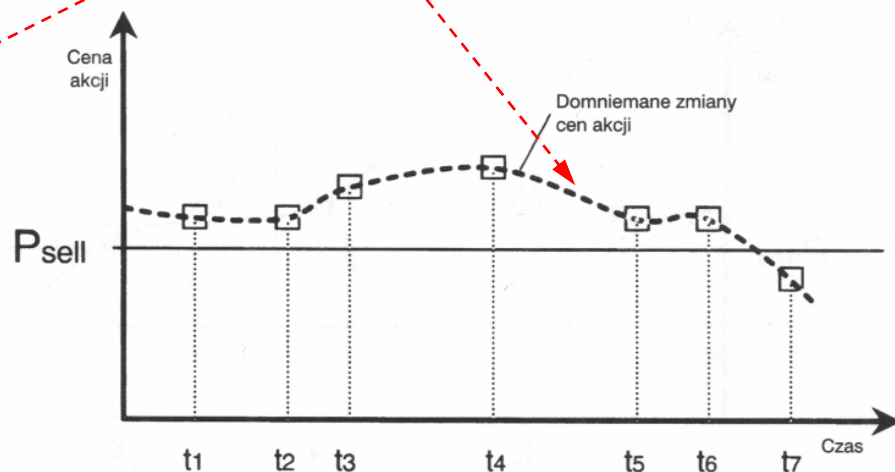
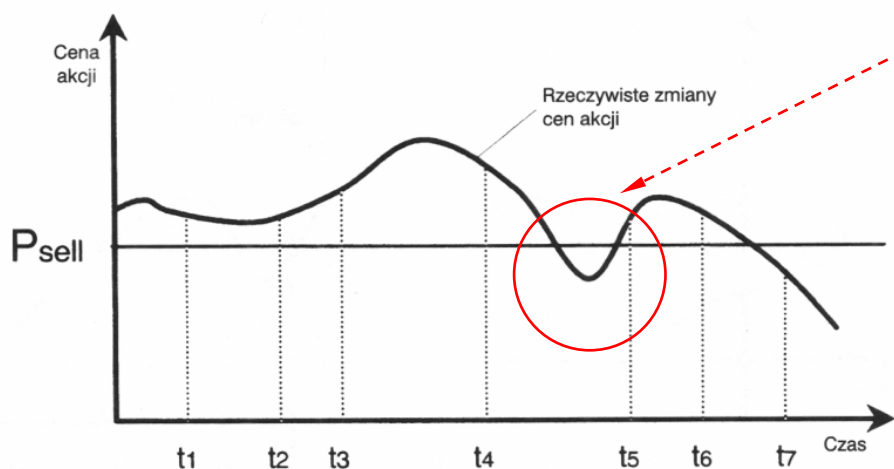


Na podstawie opublikowanych indeksów giełdowych możemy wykreślić swoją krzywą, lecz o zachowaniu się indeksu między znanymi punktami możemy jedynie wnioskować w przybliżeniu, co wynika z niepełnej informacji giełdowej.



Najprostszą metodą aproksymacji jest połączenie znanych nam wartości linią prostą.

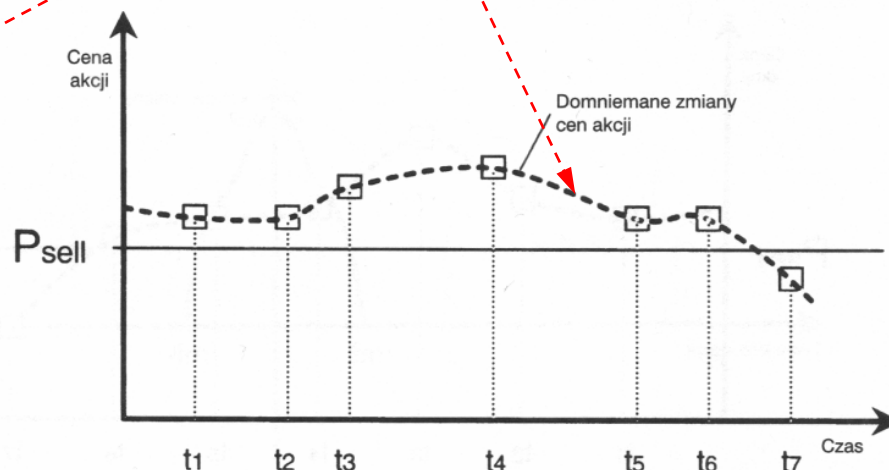
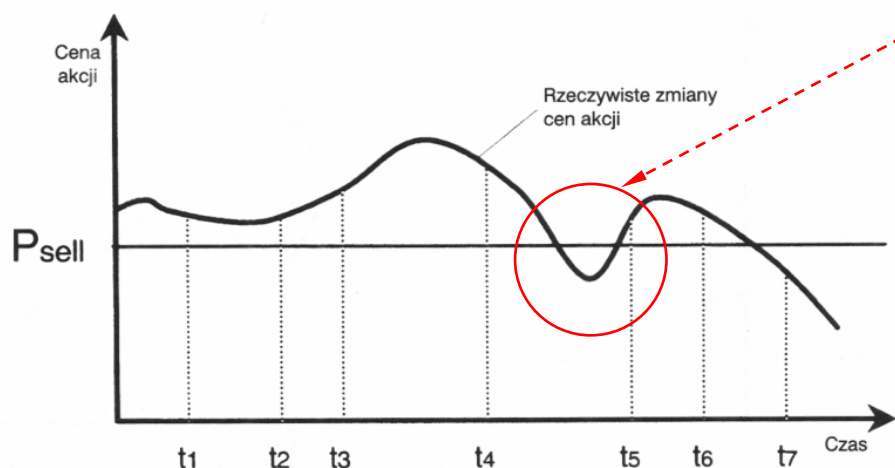
Powoduje to pominięcie chwilowego spadku indeksu giełdowego, który miał miejsce między punktem  $t_4$  i  $t_5$ . 





Nie dostrzeżliśmy więc czegoś, co może być ważnym sygnałem o zbliżającej się bessie giełdowej.

Ponadto nie dostrzeżliśmy także spadku wartości akcji poniżej naszego progu sprzedaży ( $P_{sell}$ ). 



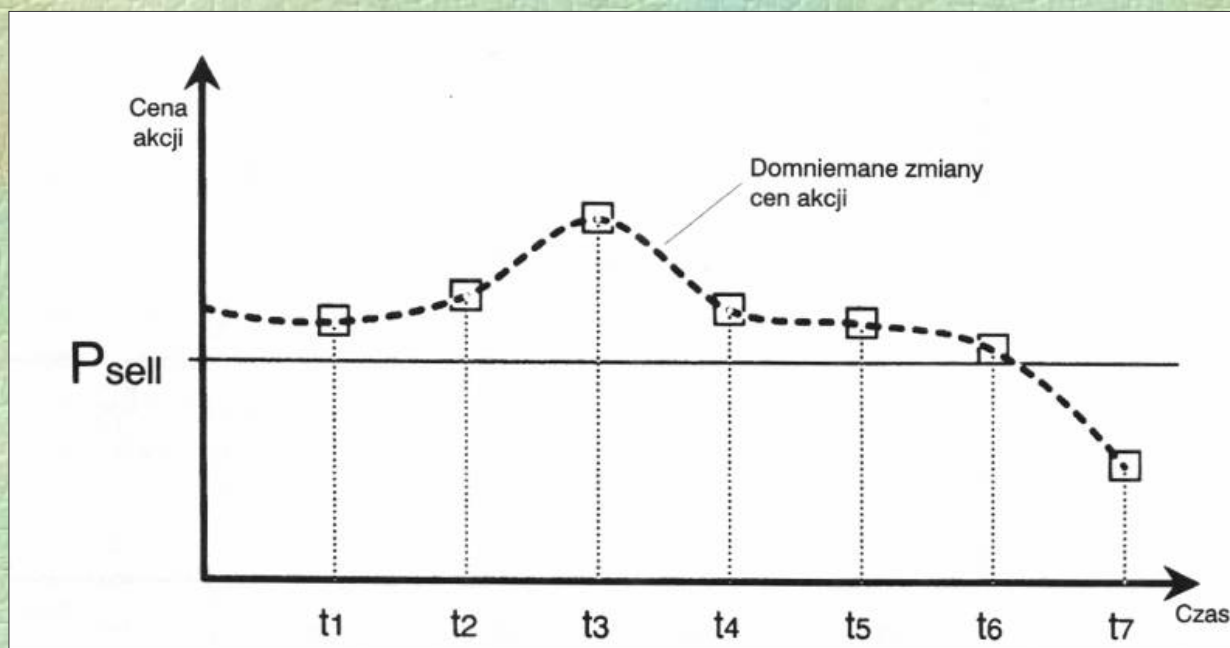


Krytycznym elementem, mającym podstawowe znaczenie dla akwizycji pełnej informacji o zdarzeniach analogowych jest **częstotliwość pobierania próbek.**





Jeśli ponownie przyjrzymy się przykładowi z agentem giełdowym, to **nawet pobieranie próbek w regularnych odstępach czasowych nie ustrzeże nas przed pominięciem istotnego dla nas chwilowego spadku indeksu giełdowego, gdyż okres próbkowania jest za rzadki.**





Jedynym sposobem uniknięcia tej sytuacji jest **konieczność próbkowania z większą częstotliwością.** 

Pierwszym znanym twierdzeniem definiującym minimalną częstotliwość niezbędną w celu osiągnięcia precyzyjnej reprezentacji sygnału analogowego lub mówiąc dokładniej ciągłego sygnału z ograniczonym pasmem jest **twierdzenie Nyquista**. 📌



**Harry Nyquist**  
7.02.1889 – 4.04.1976



W innych publikacjach zawarty jest przegląd rozszerzeń **twierdzenia Nyquista**, z których niektóre oparte są nawet na pracach wcześniejszych.

Najbardziej powszechną i najczęściej cytowaną we współczesnych tekstach zasadą próbkowania jest **prawo Kotelnikowa-Shannona**.



Kotelnikov Władimir  
Aleksandrowicz  
6.09.1908 -11.02.2005

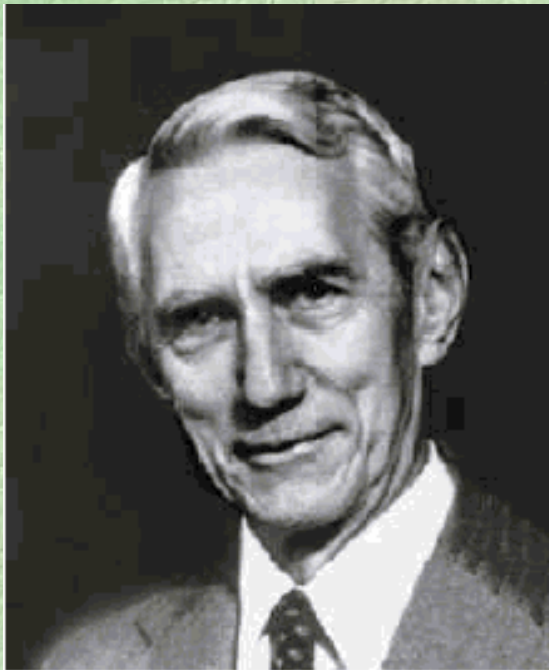
Jeden z najwybitniejszych  
rosyjskich uczonych XX wieku.

Urodził się w 1908 r. w m.  
Kazań (nyn. Tatarstan), w Rosji.

Pierwszego ważnego  
odkrycia w dziedzinie  
radiotechniki Kotelnikow  
dokonał w 1933 r.

W 1931-1933 ściśle  
sformułował, niezależnie od H.  
Nyquista, twierdzenie o  
probkowaniu sygnałów: (prawo  
próbkiowania Kotelnikowa-  
Shannona).





Claude Shannon 1916-2001

„The Mathematical Theory  
of Communication” (1948)

**Shannon Claude Elwood** -  
matematyk i inżynier amerykański.

Członek Narodowej Akademii  
Nauk w Waszyngtonie i Amerykańskiej  
Akademii Umiejętności w Bostonie.

Profesor Massachusetts Institute of  
Technology w Cambridge (od 1956).

Jeden z twórców teorii informacji.  
Od 1941 w Bell Telephone Laboratories  
prowadził badania w zakresie warunków  
przenoszenia informacji, 1948 opracował  
metodę ilościowego jej wyrażania.

Podstawowa praca: Mathematical  
Theory of Communication (1949).





# **Prawo próbkowania Kotelnikowa-Shannona**

Jeśli funkcja  $f(t)$  nie zawiera częstotliwości wyższych niż  $\omega$  cykli na sekundę (Hz), wówczas jest ona całkowicie określona przez podanie jej rzędnych jako ciągu punktów oddzielonych od siebie o czas równy okresowi  $1/2\omega$ .

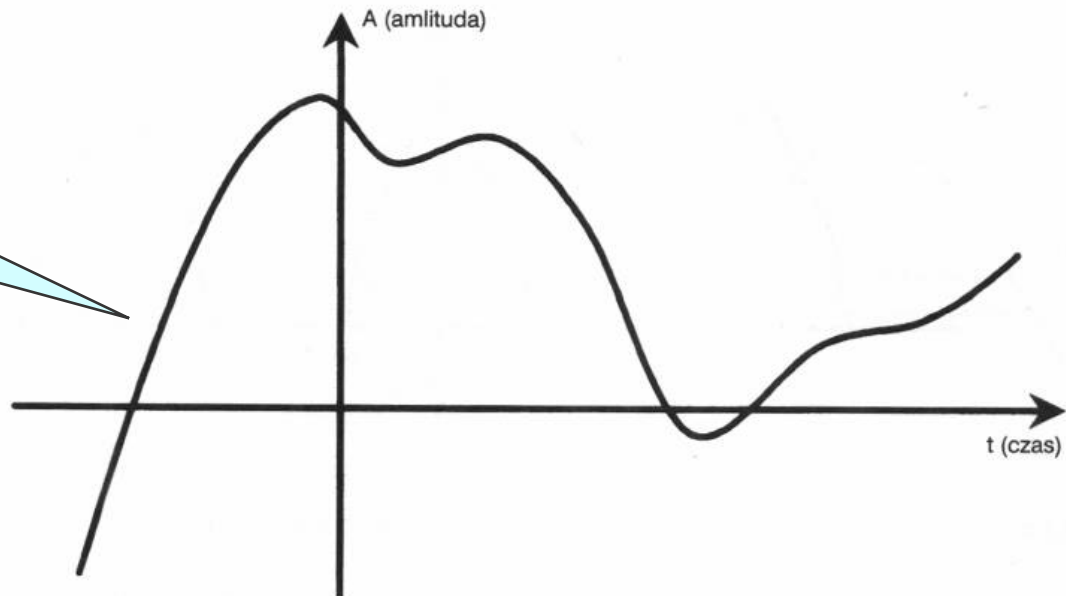


W celu osiągnięcia dokładnej reprezentacji sygnału analogowego minimalna częstotliwość próbkowania powinna być **co najmniej dwa razy wyższa** od składowej o najwyższej częstotliwości sygnału oryginalnego.

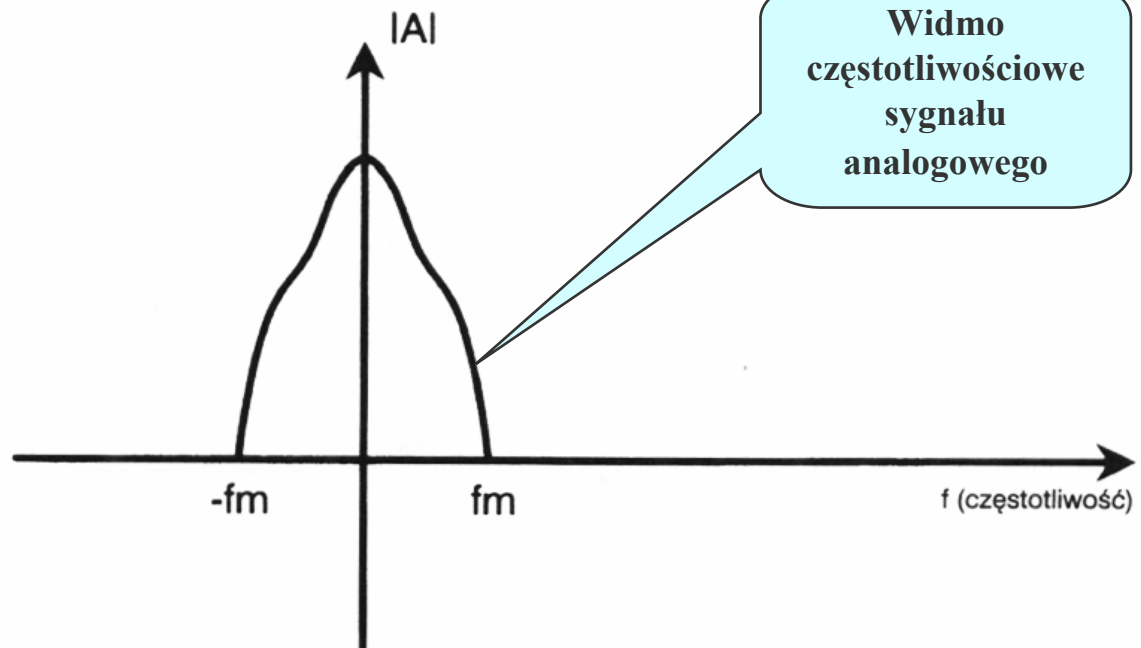


Ta minimalna częstotliwość jest często nazywana **częstotliwością Nyquista** lub **granica Nyquista**.

**Próbkowany  
sygnał  
analogowy**



**Widmo  
częstotliwościowe  
sygnału  
analogowego**

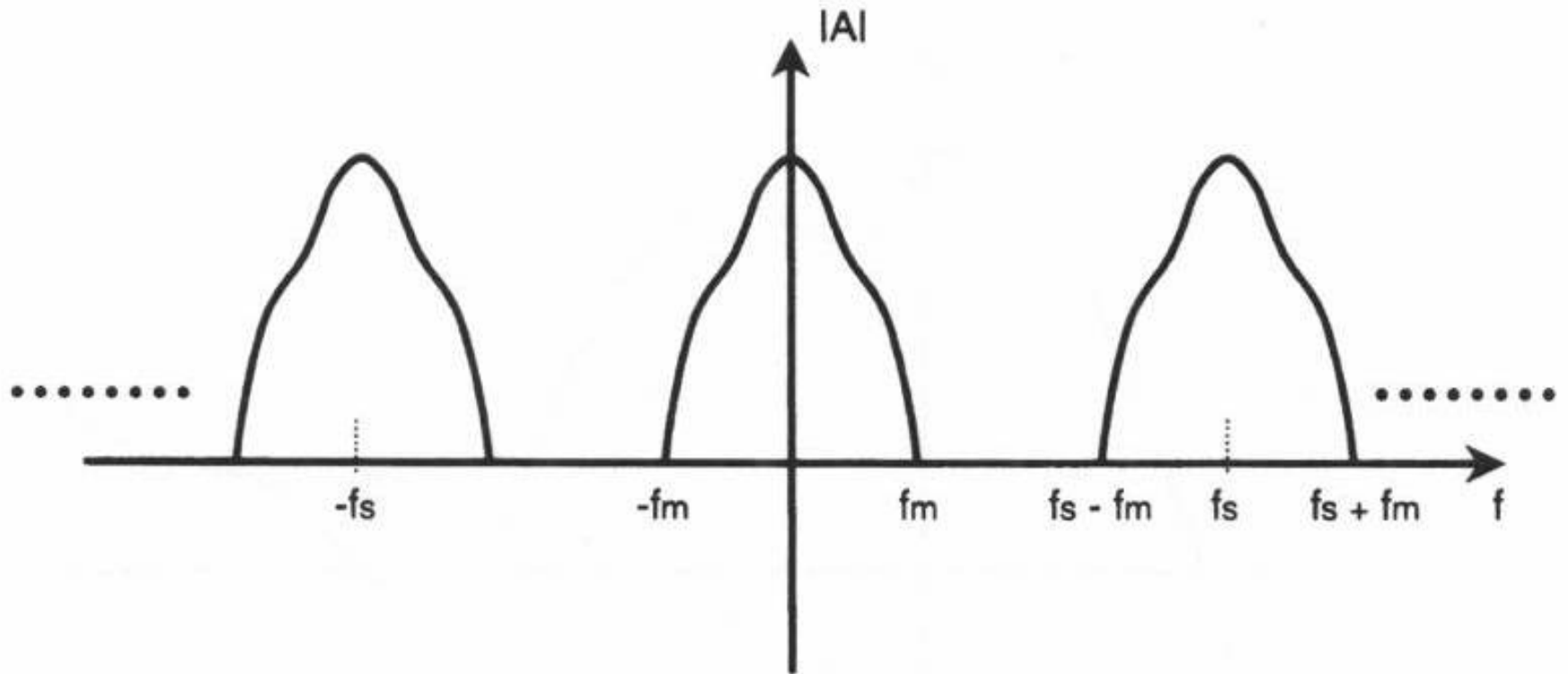




Rezultat próbkowania sygnału jest podobny do mnożenia sygnału przez szereg przebiegów sinusoidalnych o częstotliwościach będących wielokrotnościami częstotliwości próbkowania  $f_s$ .

Oznacza to, że widmo wejściowe jest powtarzane co  $f_s$ .

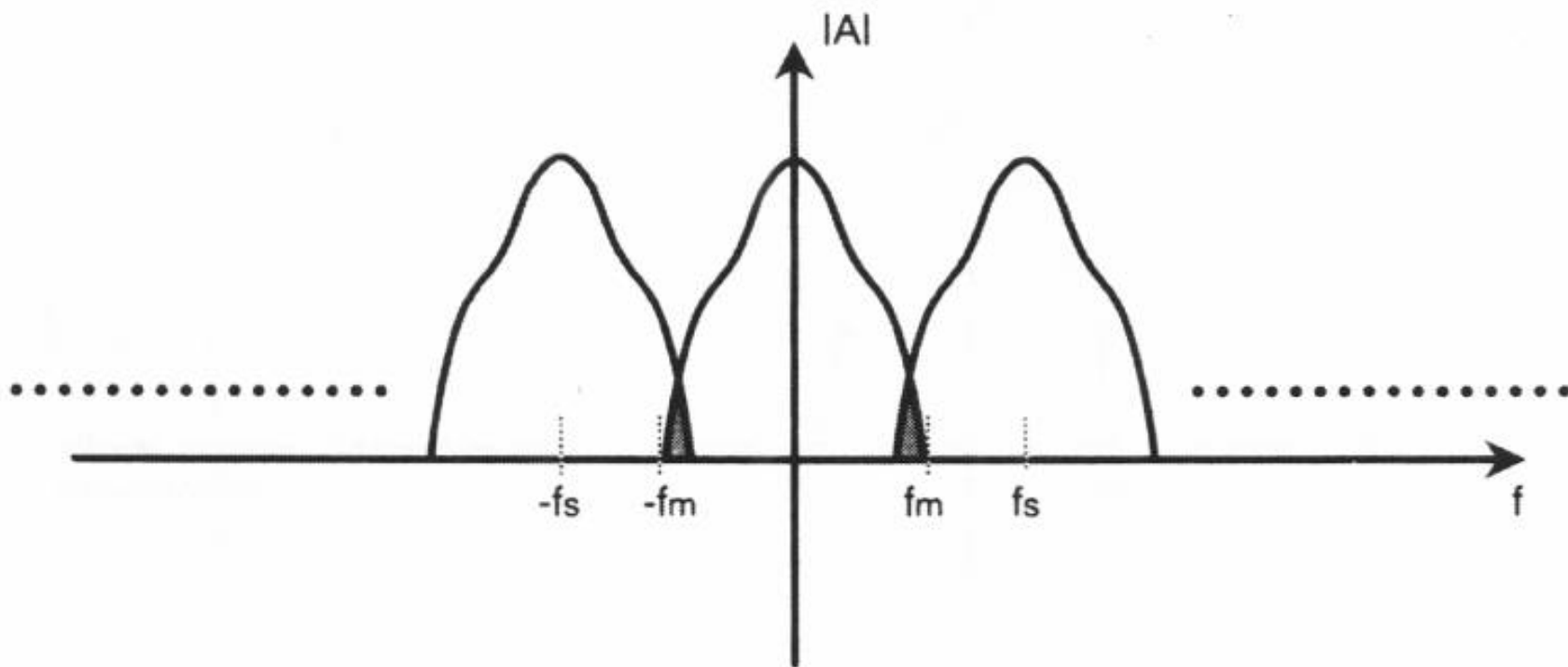
Przedstawioną właściwość możemy wykorzystać do zrozumienia prawa Shannona.



Widmo próbkowane:  $f_s > 2f_m$  - widmo powtarza się co każde  $f_s$



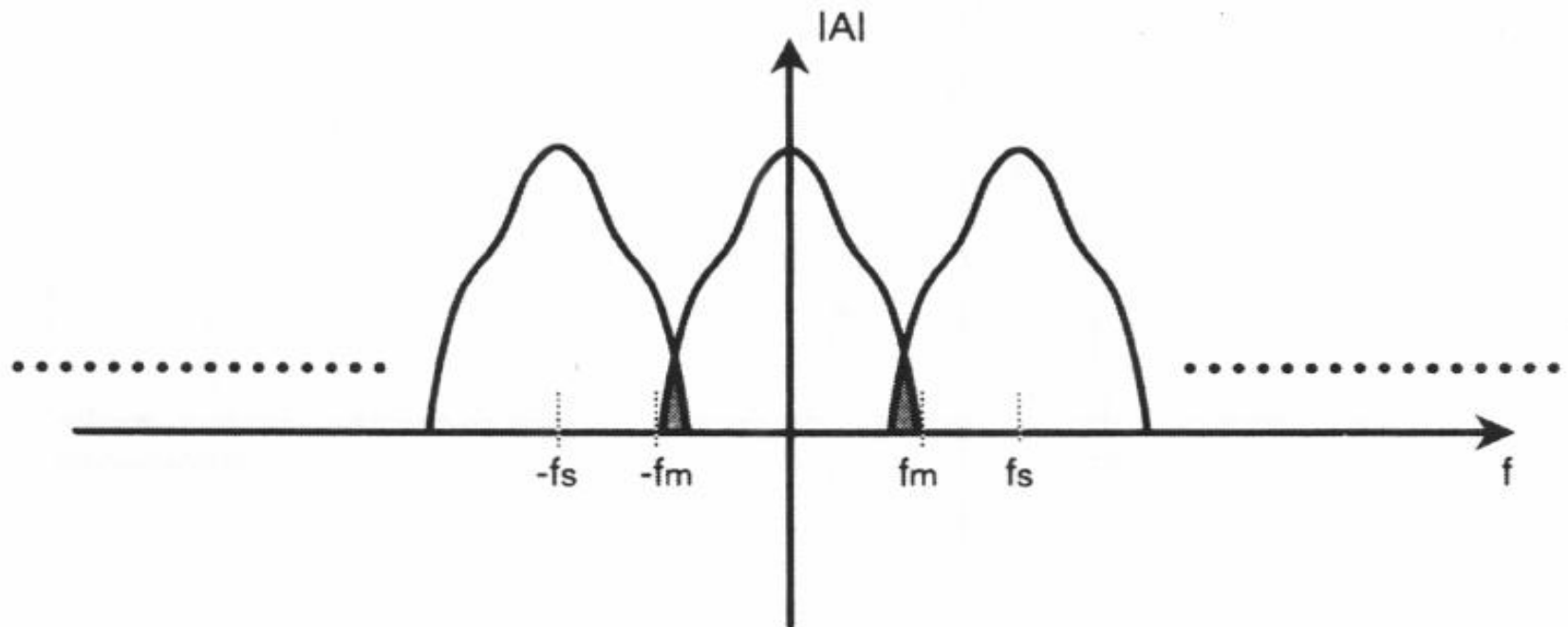
Rozpatrzmy co stanie się, gdy  $f_s < 2 f_m$ , gdzie  $f_m$  jest maksymalną częstotliwością sygnału wejściowego.



Pasma częstotliwościowe nałożą się na siebie, co spowoduje interferencję sygnału wyjściowego.

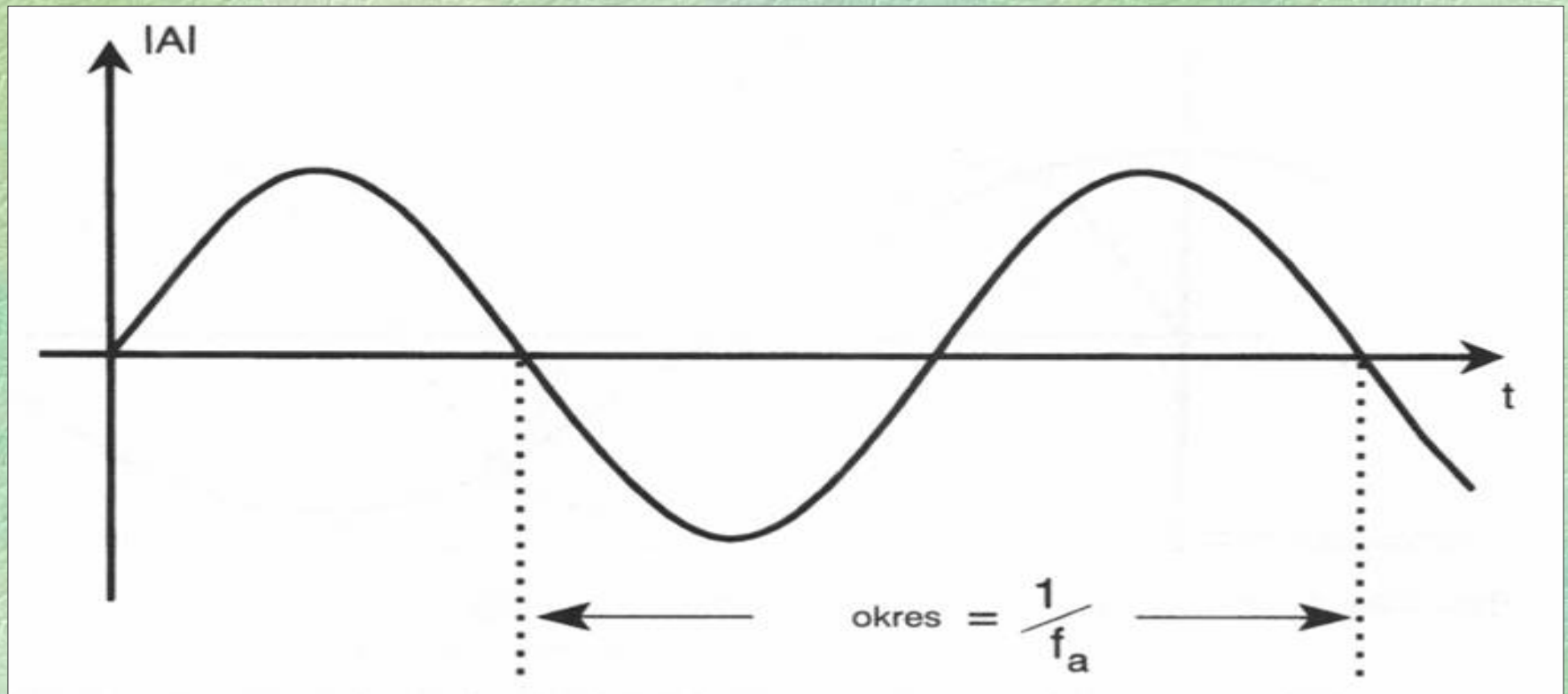
Efekt ten nazywany jest **aliasingiem** (utożsamianiem).

Nie jest to w tej chwili zbyt zrozumiałe, niemniej w następnym punkcie postaramy się wyjaśnić dlaczego aliasing stanowi poważny problem.

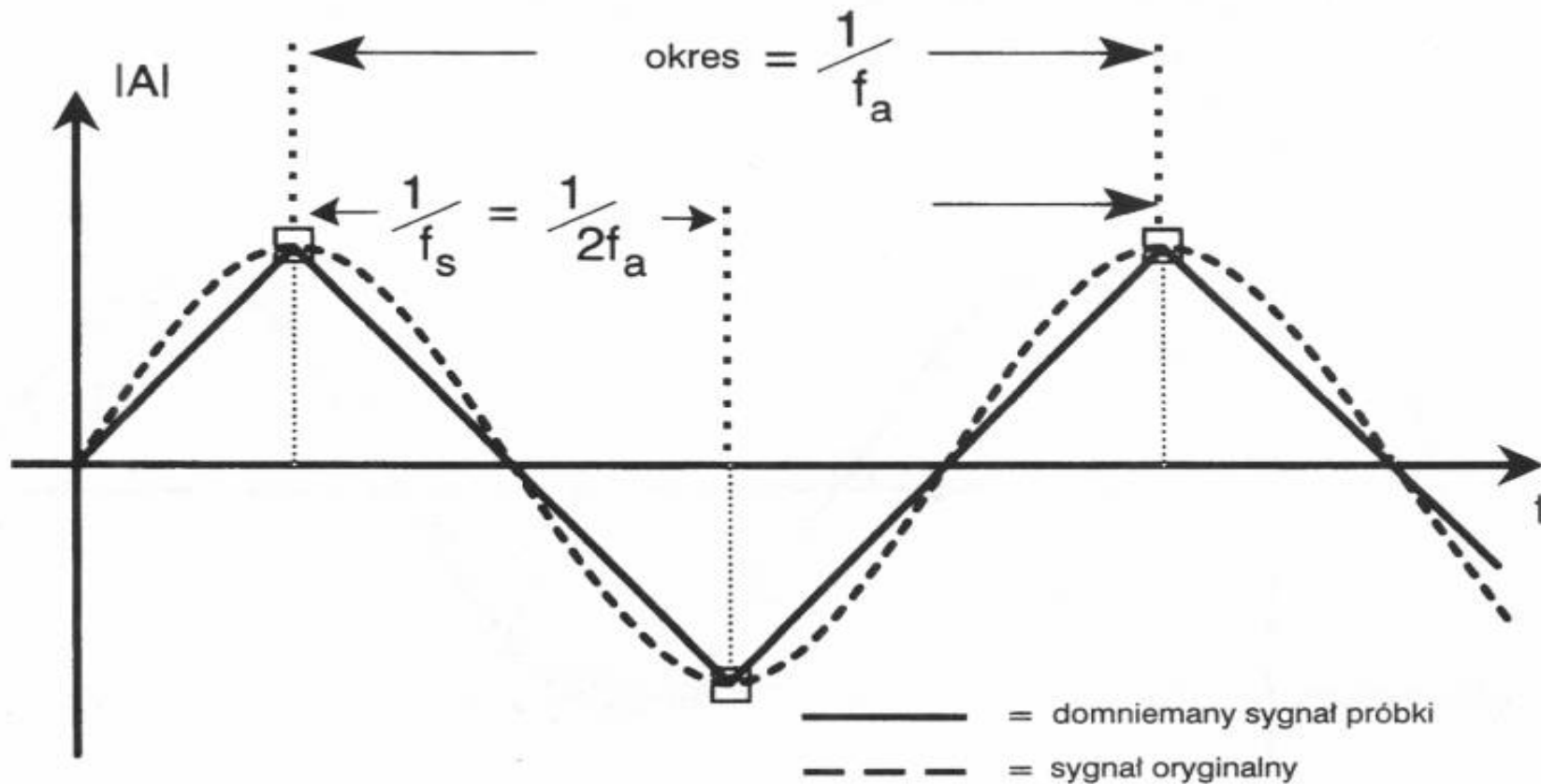




Wpływ aliasingu na sygnał wejściowy postaramy się zademonstrować wykorzystując różne częstotliwości próbkowania sygnału sinusoidalnego o częstotliwości  $f_a$ .



Na rysunku przedstawiono próbkowanie o częstotliwości równej granicy Nyquista  $f_s = 2 f_a$ .



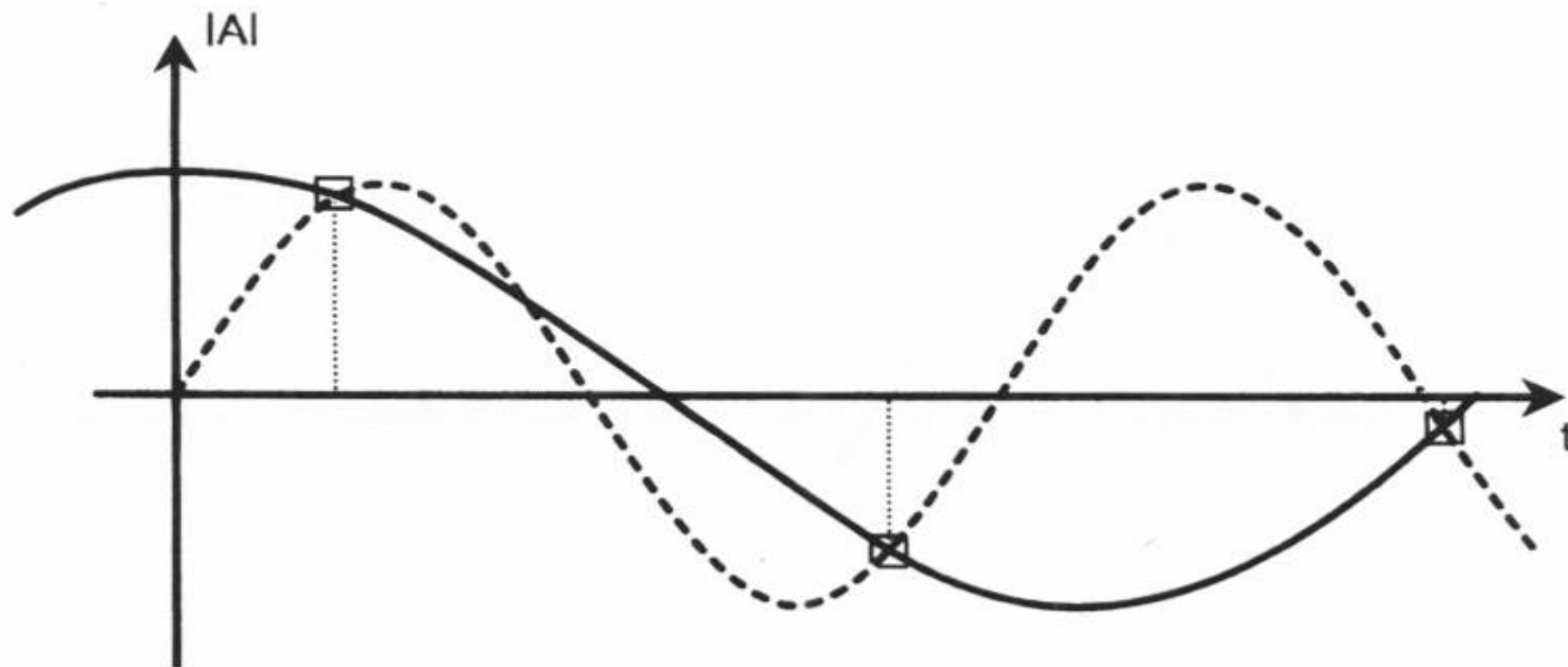
Jeśli połączymy miejsca próbkowania liniami prostymi, utworzymy w ten sposób przebieg trójkątny.



Przebieg ten ma składowe częstotliwościowe o wartościach  $f_a$ ,  $3f_a$ ,  $5f_a$  itp.

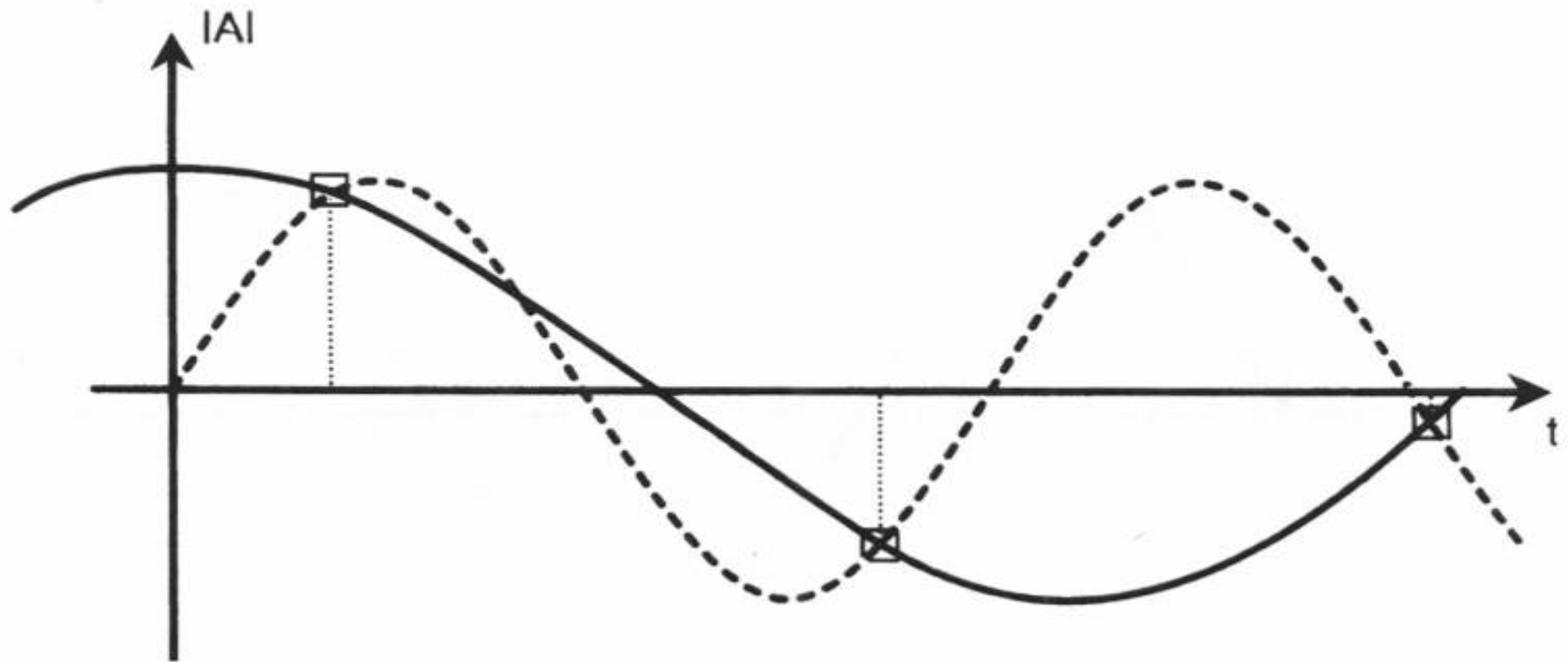
Jeśli więc zastosujemy filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości odcięcia położonej między  $f_a$  i  $3f_a$ , wówczas możemy łatwo odtworzyć oryginalny sinusoidalny sygnał wejściowy.

Wykorzystując tę samą technikę w stosunku do próbek pokazanych na rysunku dla  $f_s < 2 f_a$  przekonamy się, że łącząc między sobą miejsca próbkowania liniami prostymi nie możemy osiągnąć żadnych cech oryginalnego sygnału sinusoidalnego.





W rzeczywistości uzyskane przez nas próbki reprezentują teraz przebieg sinusoidalny o całkowicie innej częstotliwości i nie ma w tym przypadku możliwości odtworzenia sygnału wejściowego.

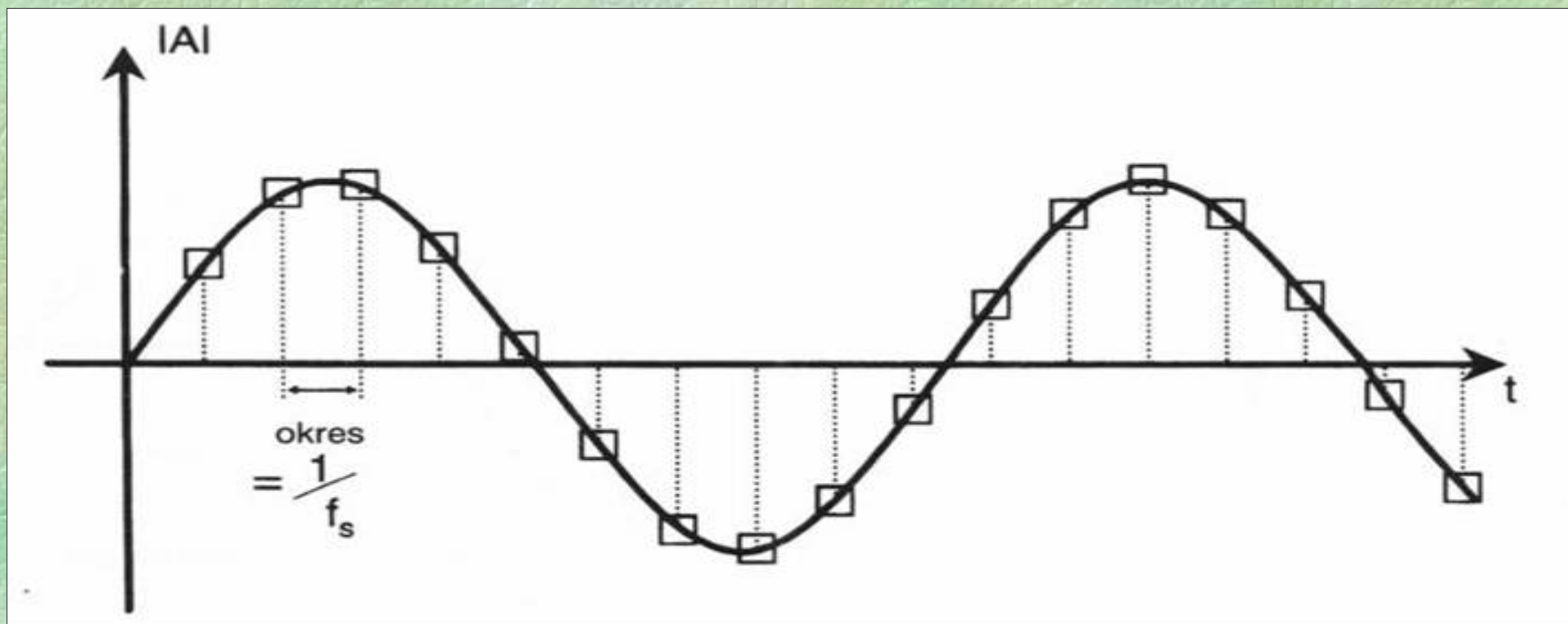


Stąd właśnie wywodzi się wprowadzony właśnie termin **aliasing**.

Przebieg sinusoidalny o wyższej częstotliwości ma teraz swój „**alias**” (element z nim utożsamiany) w przebiegu o niższej częstotliwości, będący efektem dokonanego próbkowania.

Tak więc nasze próbki cyfrowe nie opisują sygnału wejściowego i w konsekwencji dalsze ich przetwarzanie cyfrowe będzie błędne!

Teraz z kolei wybierzmy częstotliwość próbkowania  $f_s$  znacznie przewyższającą  $f_a$ .



Im stosunek tych częstotliwości jest większy, tym lepsza jest dokładność osiąganey reprezentacji cyfrowej sygnału wejściowego i tym łatwiej jest odtworzyć sygnał oryginalny.



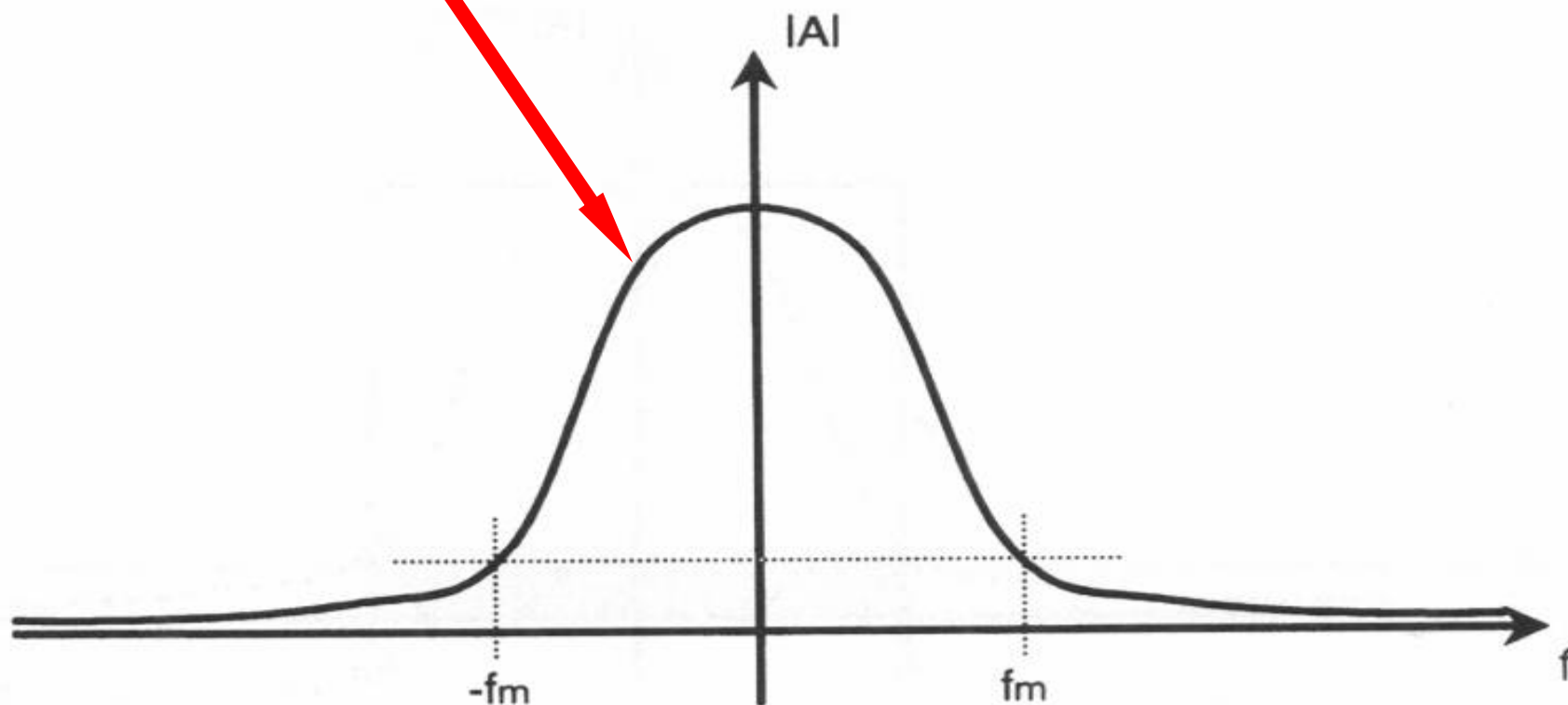
W technice próbkowania zawsze niezbędny jest pewien kompromis wyboru częstotliwości próbkowania.



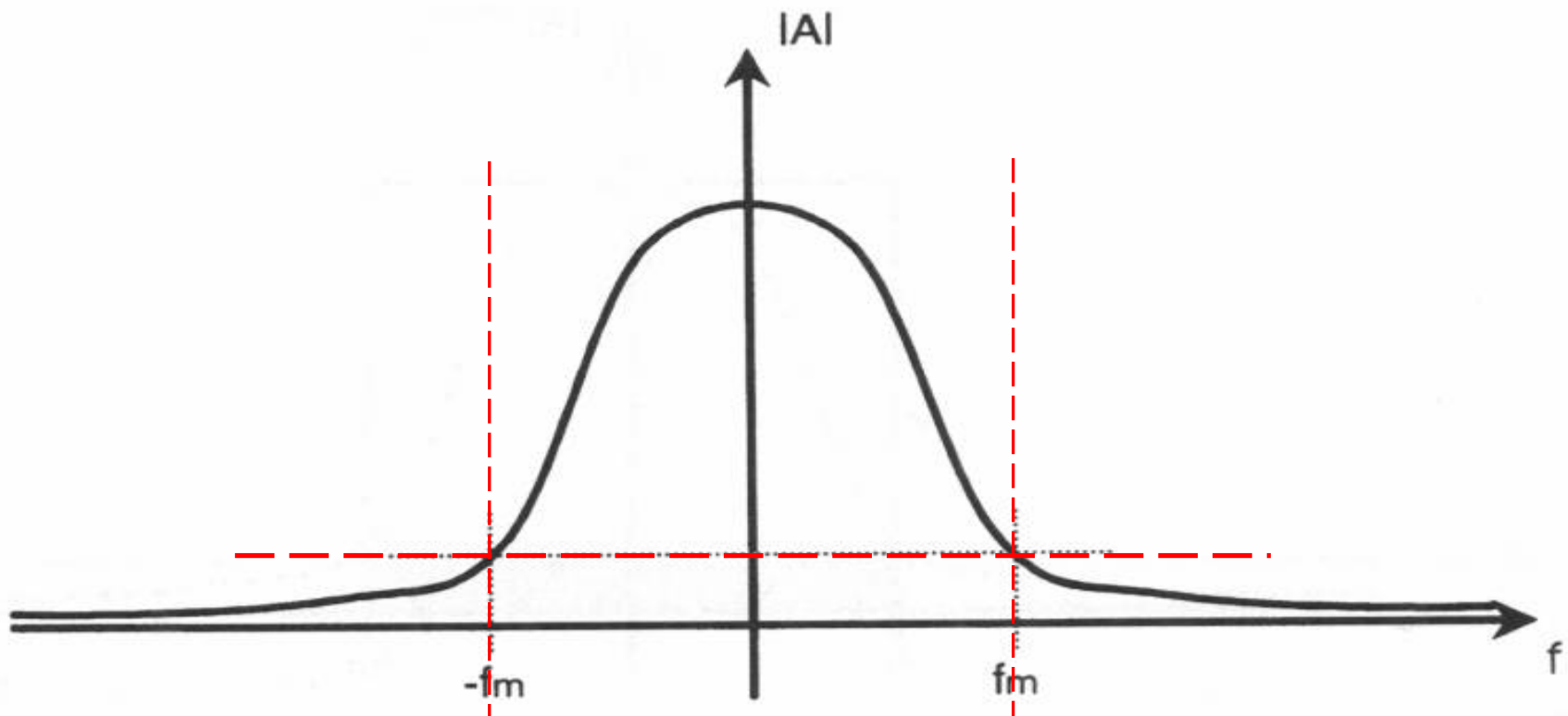
System DSP powinien przetworzyć rezultat każdego kolejnego próbkowania i jeśli zwiększamy częstotliwość próbkowania, wówczas jednocześnie zmniejszamy czas, który jest niezbędny urządzeniom DSP dla dokonania wymaganych obliczeń.

W rzeczywistości rzadko mamy do czynienia z czystym przebiegiem sinusoidalnym.

Zwykle sygnały mają szerokie widmo, co przedstawiono na rysunku:



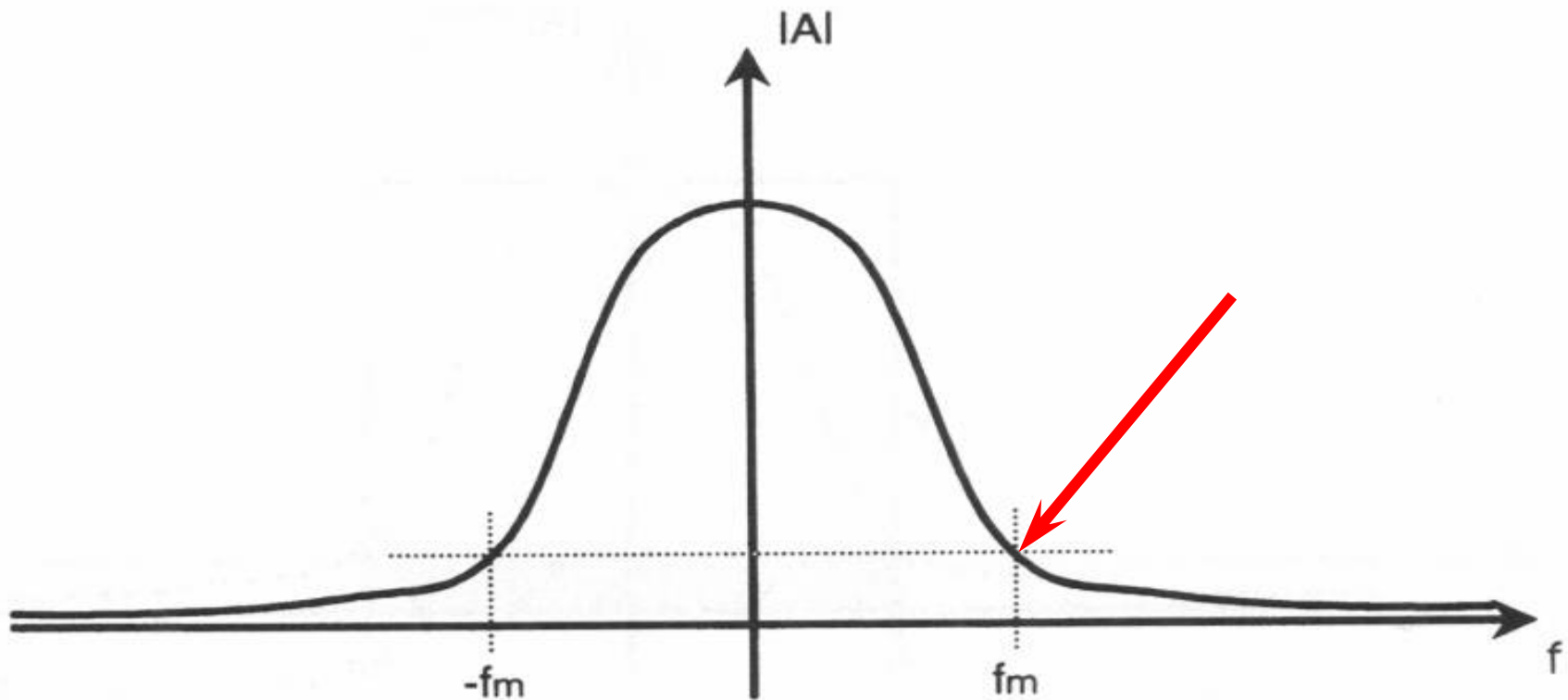
Informacja zawarta powyżej ustalonej częstotliwości lub poniżej ustalonej amplitudy uznawana jest za nadmiarową w stosunku do naszych wymagań.



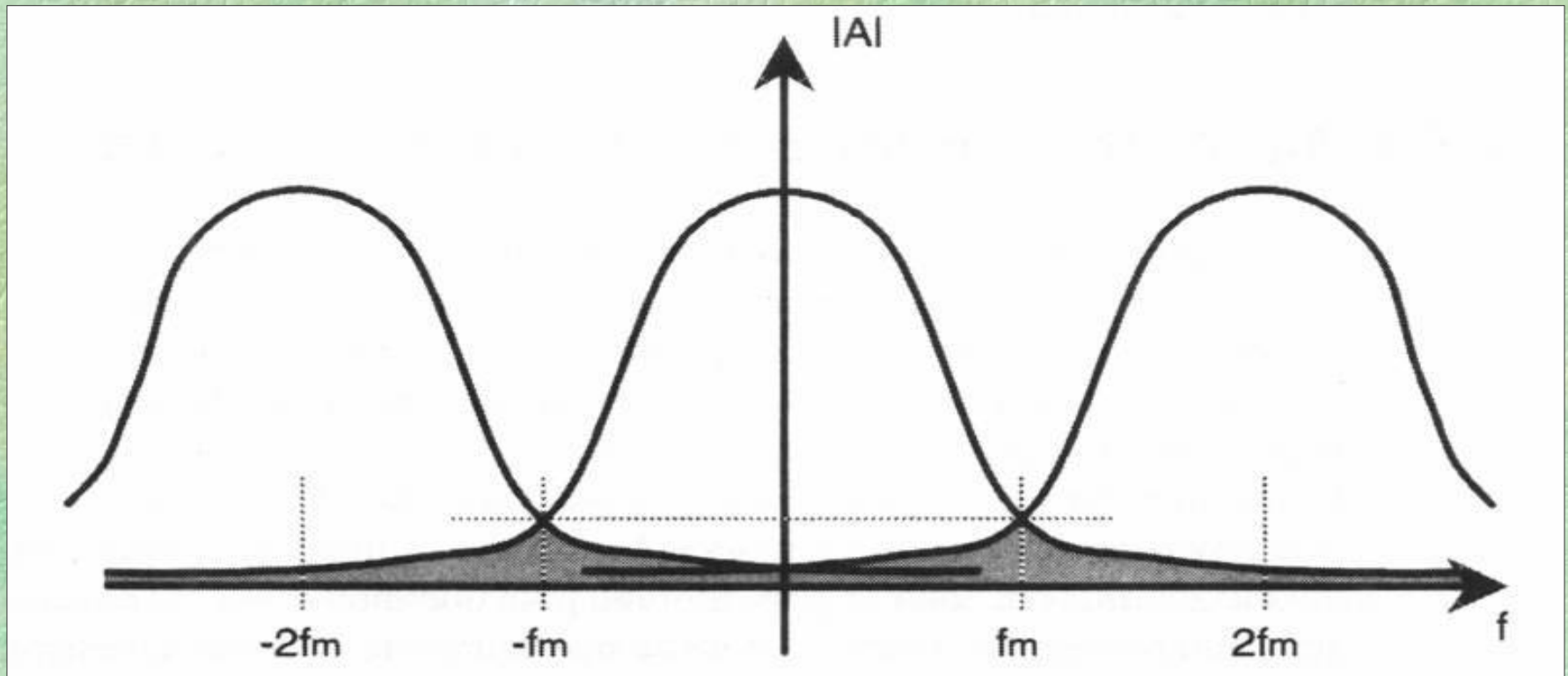


Na przykład producenci sprzętu *hi-fi* zakładają, że częstotliwości powyżej 20 kHz nie są rozpoznawane przez ucho ludzkie i w związku z tym mogą być pominięte.

Zakładając więc, że  $f_m$  jest maksymalną użyteczną dla nas częstotliwością, będziemy dokonywać próbkowania z częstotliwością *Nyquista*, czyli przy  $f_s = 2f_m$ .



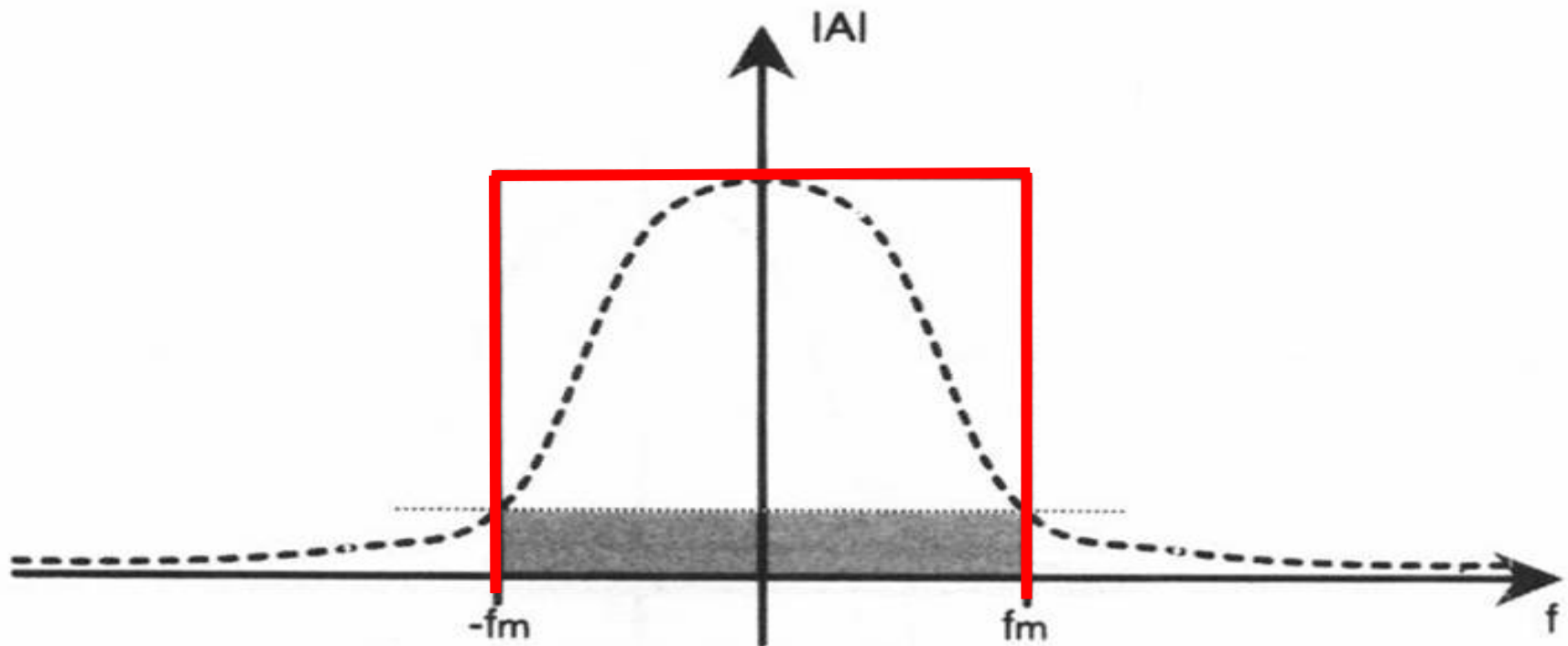
Jeśli dokonamy próbkowania przy częstotliwości  $f_s = 2 f_m$ ,  
wówczas otrzymamy taką widmo.



Widzimy że poszczególne pasma zachodzą na siebie i w sygnale wyjściowym wytwarzany jest aliasing.



W celu zapobieżenia temu zjawisku powinniśmy wpierw przepuścić sygnał wejściowy przez filtr dolnoprzepustowy - filtracja usuwa z widma wszystkie częstotliwości leżące powyżej  $f_m$ .



Taki filtr dolnoprzepustowy nazywany jest filtrem *antyaliasingowym*.

Filtry tego typu stosowane są na wejściach większości układów w zastosowaniach DSP.

Filtry antyaliasingowe powinny być stosowane przed próbkowaniem sygnału, są więc one zwykle **filtrami analogowymi**.

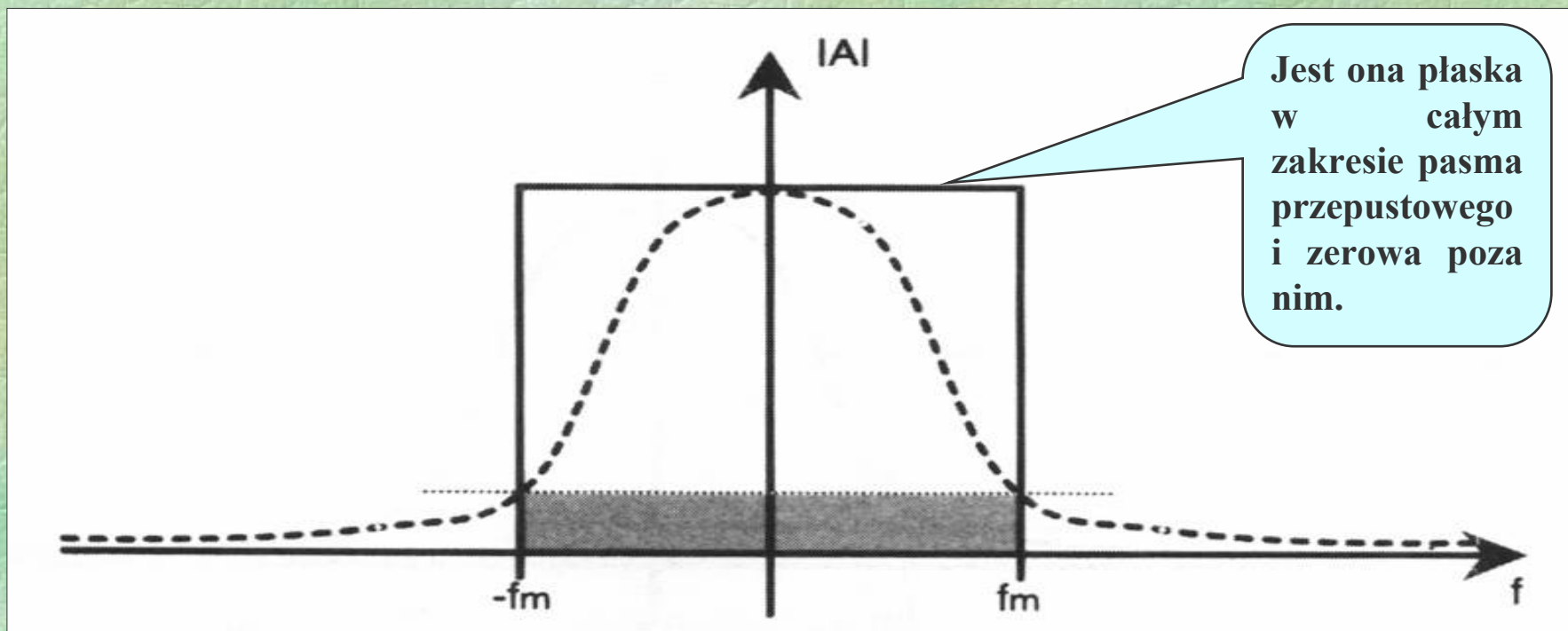
Teoretycznie możliwa jest realizacja usuwania aliasingu za pośrednictwem urządzeń DSP, lecz wymagałoby to o wiele bardziej złożonych algorytmów.



W praktyce metoda ta stosowana jest rzadko gdyż sam antyaliasing pochłonałby lwią część czasu przeznaczanego na właściwe przetwarzanie.



Idealna charakterystyka filtra antyaliasingowego przedstawiona jest na rysunku.



Odstępstwa charakterystyk stosowanego filtra rzeczywistego od idealnego mogą mieć znaczący wpływ na parametry systemu. 

Na przykład, w zastosowaniach realizujących sterowanie cyfrowe, źle zaprojektowany filtr może spowodować przerzucenie większości mocy obliczeniowej systemu na kompensację filtru zamiast utrzymywanie prędkości obrotowej silnika na stałym poziomie.

W zastosowaniach audio zła odpowiedź fazowa filtru może wywołać słyszalne zniekształcenia harmoniczne.

# Aliasing

Original:



Dokument  
amu Rejestrator dzv

(1000Hz)

Sampled at 3000Hz:



Dokument  
amu Rejestrator dzv

Sampled at 1800Hz:



Dokument  
amu Rejestrator dzv

Sampled at 1500Hz:



Dokument  
amu Rejestrator dzv

Sampled at 1200Hz:



Dokument  
amu Rejestrator dzv

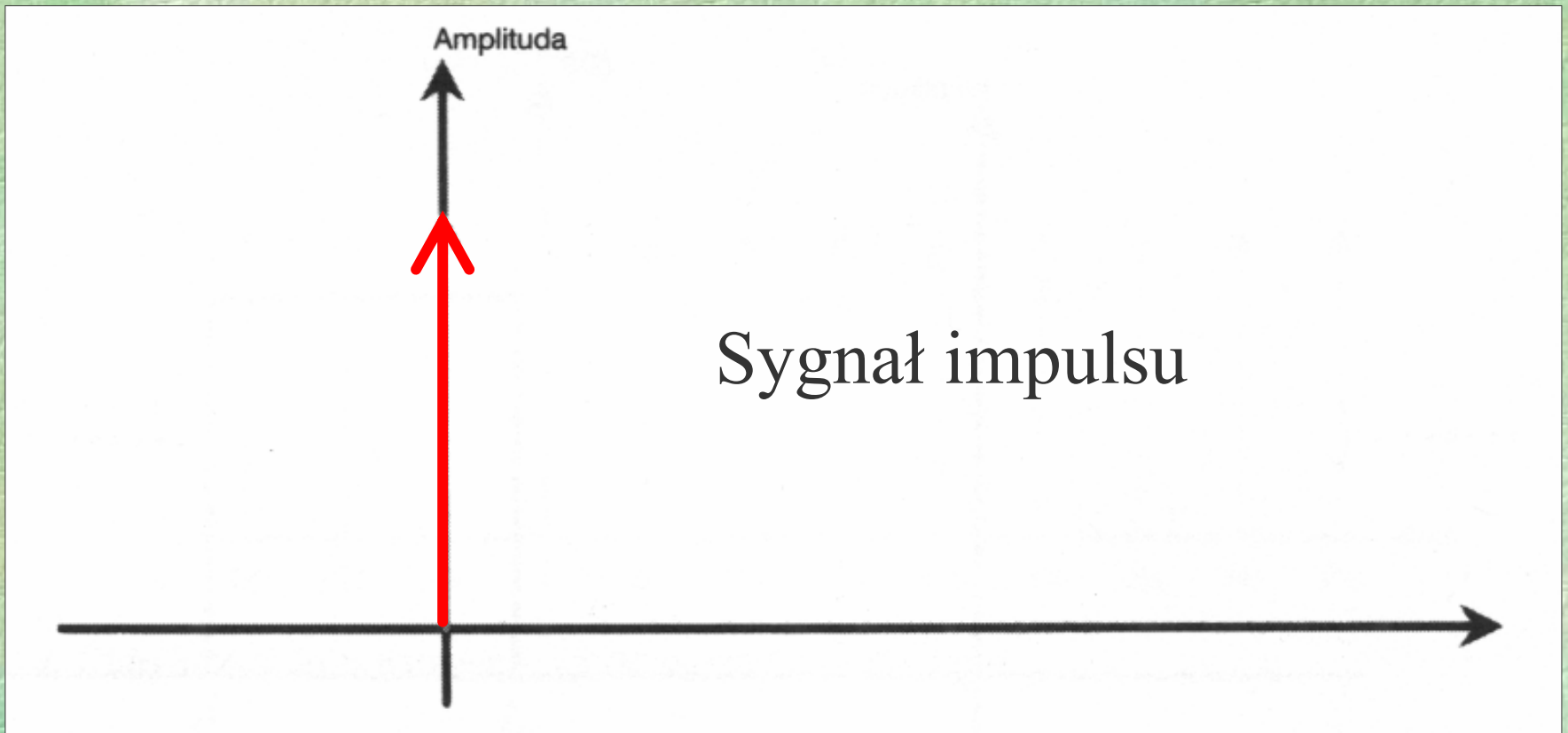


# **Matematyczna reprezentacja próbki**

Teraz, kiedy już znamy cele próbkowania, przyjrzymy się bliżej matematycznemu opisowi procesu.

We wszystkich tekstach poświęconych DSP próbkowanie przedstawiane jest jako mnożenie wejściowego przebiegu analogowego przez tzw. *okresową deltę Diraca*, która nosi też nazwę *funkcji impulsowej*.





Korzystnie jest rozpatrywać funkcję impulsową jako idealizowany impuls prostokątny o zerowej szerokości i nieskończonej amplitudzie.

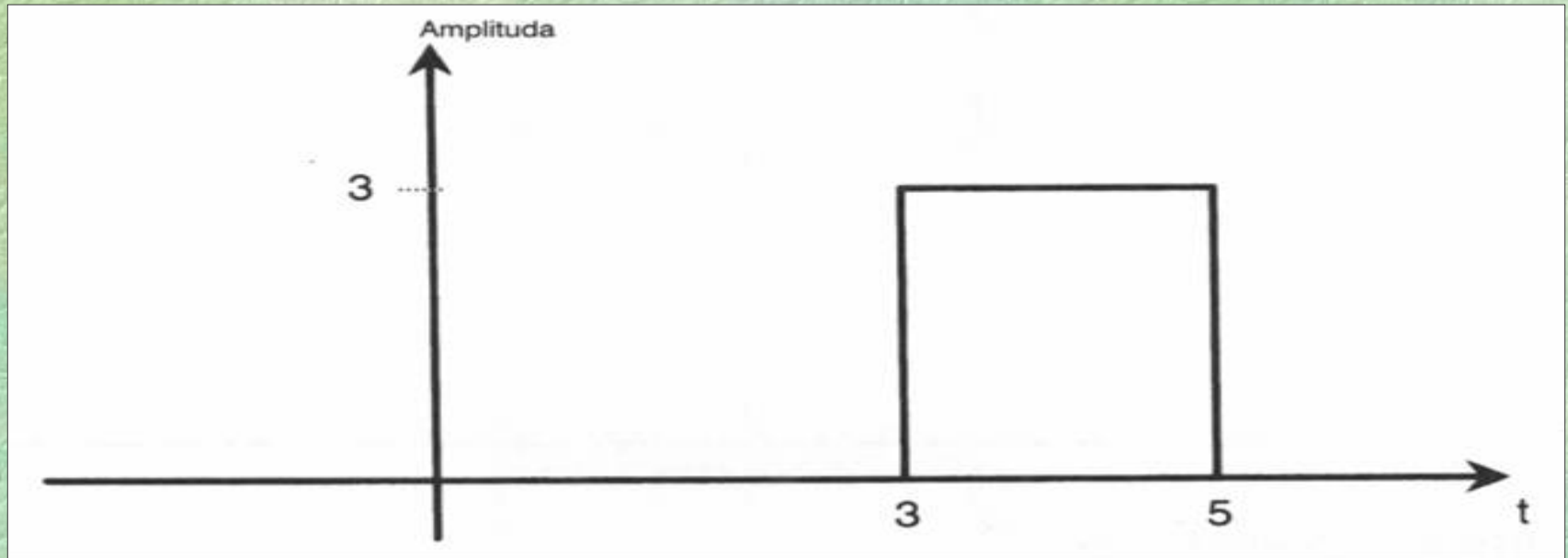


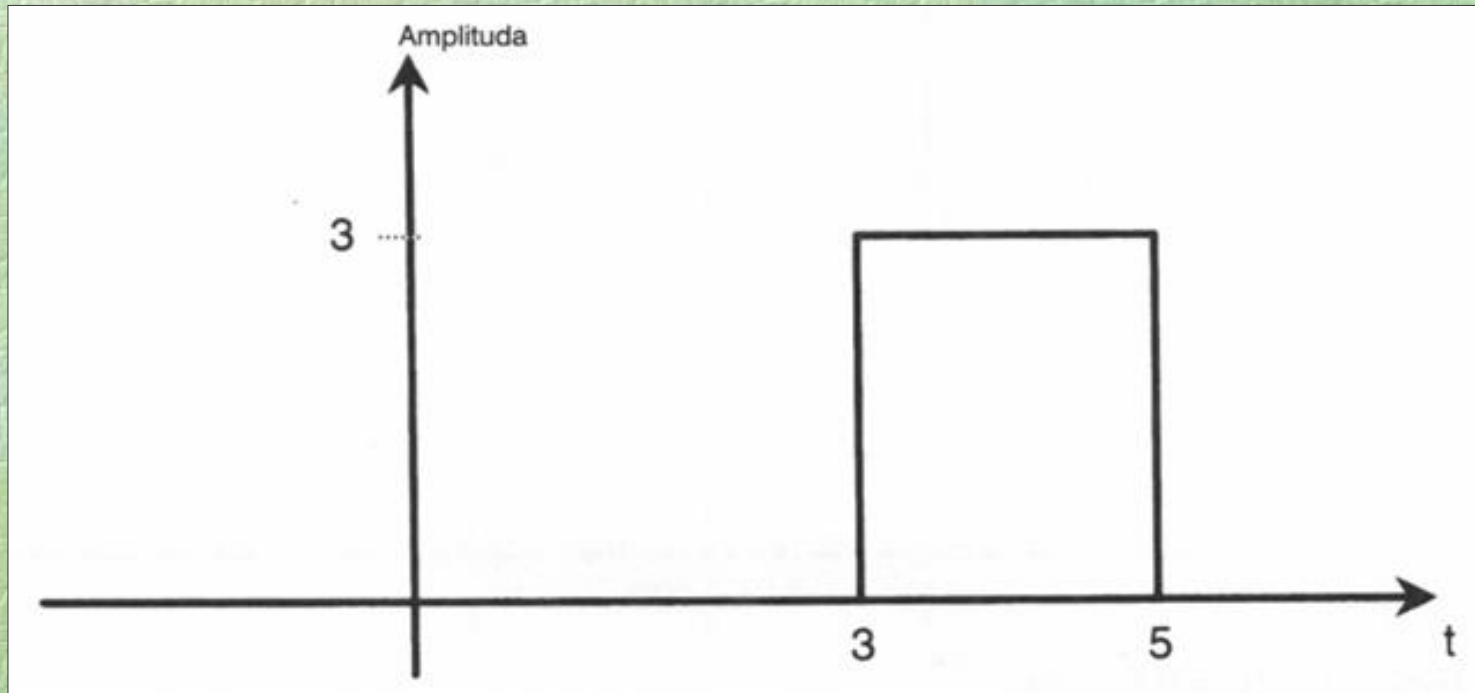
Funkcję tę można zdefiniować jako impuls, którego pole obejmowane wspomnianym prostokątem równe jest jedności, co może być wyrażone za pomocą następującego wzoru:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) \cdot dt = 1$$


**Uwaga:** Przedstawiony wzór ma postać ogólną i jest przeznaczony do obliczeń pola pokrywanego przez dowolny sygnał.

Przykładem wyznaczenia pola konkretnego przebiegu może posłużyć obliczenie pola impulsu prostokątnego





$$\int_{-\infty}^{+\infty} \text{impuls}(t) \cdot dt = \int_{t=3}^{t=5} \text{impuls}(t) \cdot dt$$

Ponieważ impuls = 0 dla reszty czasu, to

$$= \int_{t=3}^{t=5} 3 \cdot dt = [3t]_3^5 = 6 = \text{pole impulsu.}$$



W celu objaśnienia technik DSP wielokrotnie stosowane będzie pojęcie tzw. „ważonej” funkcji impulsowej.

Funkcja ta zdefiniowana jest w następujący sposób:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A\delta(t) \cdot dt = A$$

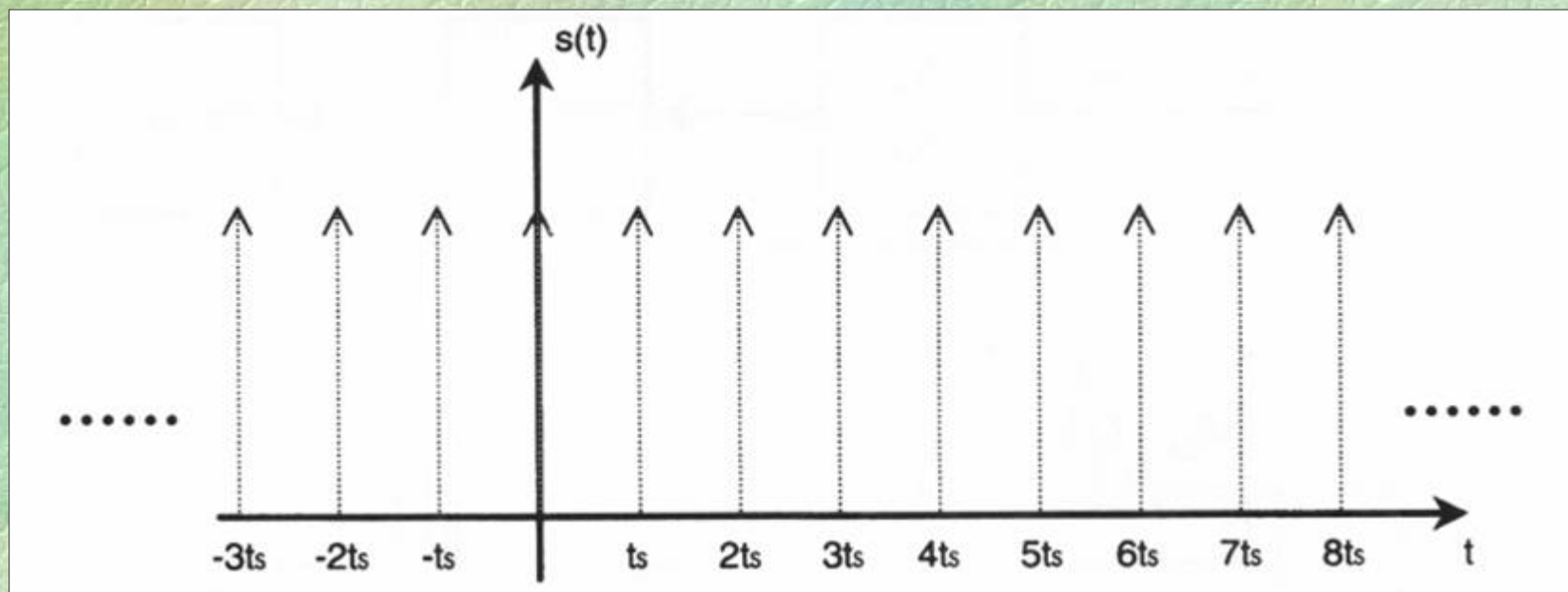


Jak widać, funkcja impulsowa ma pole o wartości  $A$ , podczas gdy jej amplituda pozostaje w dalszym ciągu nieskończona.

Tym niemniej, w celu ułatwienia interpretacji, na wszystkich wykresach ważona funkcja impulsowa rysowana będzie w ten sposób, że jej amplituda będzie proporcjonalna do pokrywanego pola.

Jest to powszechnie stosowana metoda w tekstach poświęconych DSP.

W wyidealizowanym systemie przebieg sygnału próbkującego składać się będzie z ciągu funkcji impulsowych dokładnie oddzielonych od siebie okresem próbkowania  $t_s$ :





Ową idealizowaną funkcję próbkująca  $s(t)$  możemy wyrazić jako sumę poszczególnych funkcji impulsowych:

$$s(t) = \delta(t - \infty) + \dots + \delta(t - 2t_s) + \delta(t - t_s) + \delta(t) + \delta(t + t_s) + \delta(t + 2t_s) + \dots + \delta(t + \infty).$$

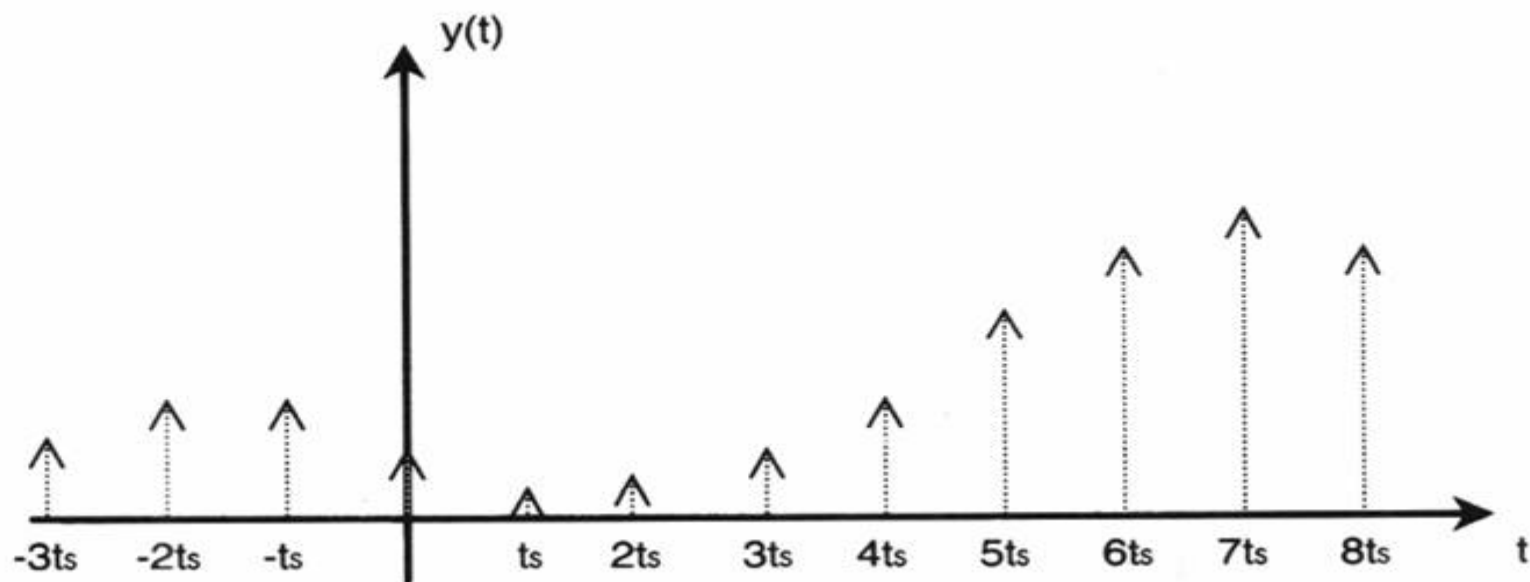
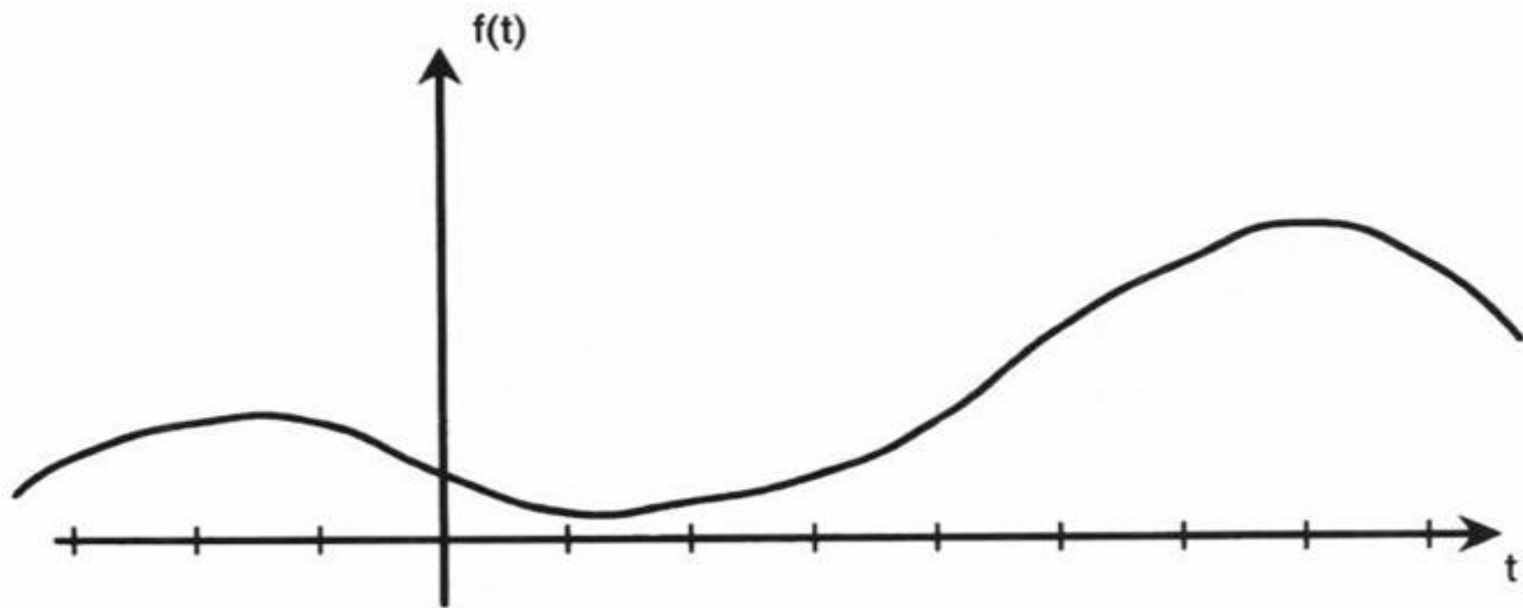
lub

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta(t - nt_s)$$





Jeśli dokonamy pomnożenia realnego przebiegu analogowego  $f(t)$  przez sformułowany przed chwilą przebieg próbkujący, wówczas w momentach obecności sygnału funkcji impulsowej otrzymamy na wyjściu ciąg impulsów o polach równych amplitudom sygnału  $f(t)$ .







Przedstawiając otrzymany wykres przebiegu próbkowanego  $y(t)$  w postaci matematycznej widzimy, że jest on prostym mnożeniem funkcji  $s(t)$  przez wejściową funkcję analogową  $f(t)$ .

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} f(t) \cdot \delta(t - nt_s)$$



# Obróbka cyfrowego sygnału wejściowego

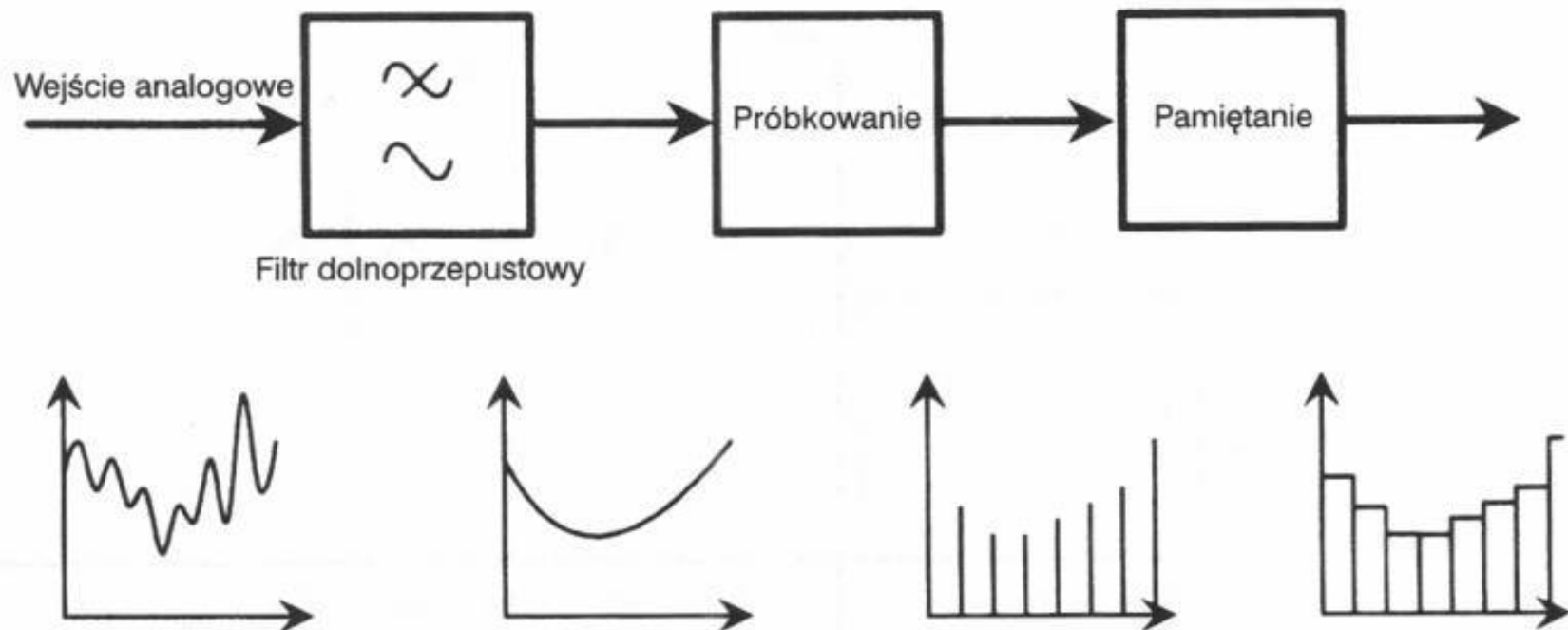


Do tej pory omówiliśmy dwie pierwsze fazy procesu konwersji analogowego sygnału wejściowego do postaci, która może być interpretowana przez procesor cyfrowego przetwarzania sygnałów.

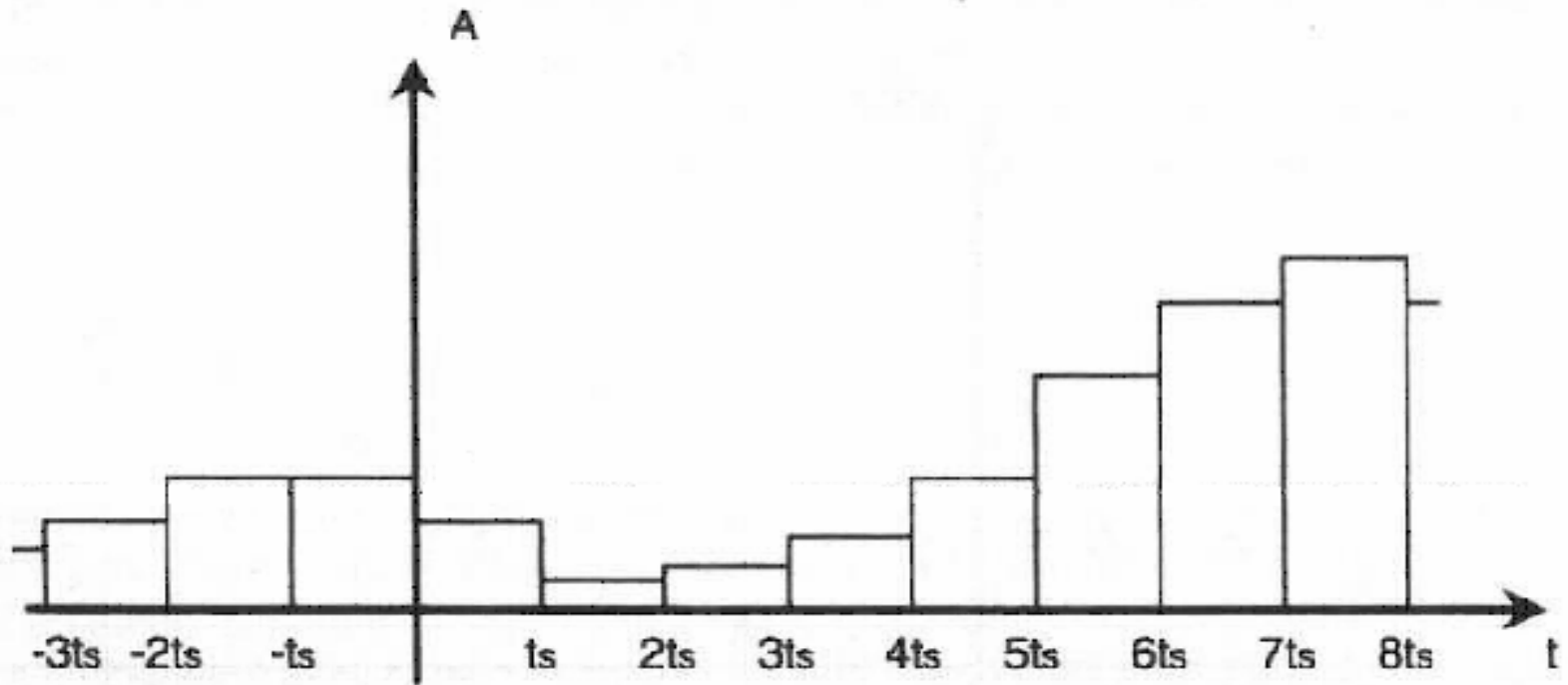
Tymi fazami są: **filtrowanie antyaliasingowe** oraz **próbkowanie**.



W rzeczywistych rozwiązaniach elektronicznych podstawowa funkcja próbkowania zamieniana jest przez układ „próbkująco-pamiętający”, utrzymujący aktualnie próbkowany poziom sygnału aż do momentu kolejnego próbkowania.



Rezultatem tej operacji jest tzw. **przebieg schodkowy**, który pokazano poniżej



Musimy teraz rozwiązać **problem sposobu reprezentacji wartości chwilowych sygnału analogowego przez liczby**, które mogą być wykorzystywane przez urządzenia DSP.

Operacja ta nazywa się **kwantyzacją**.



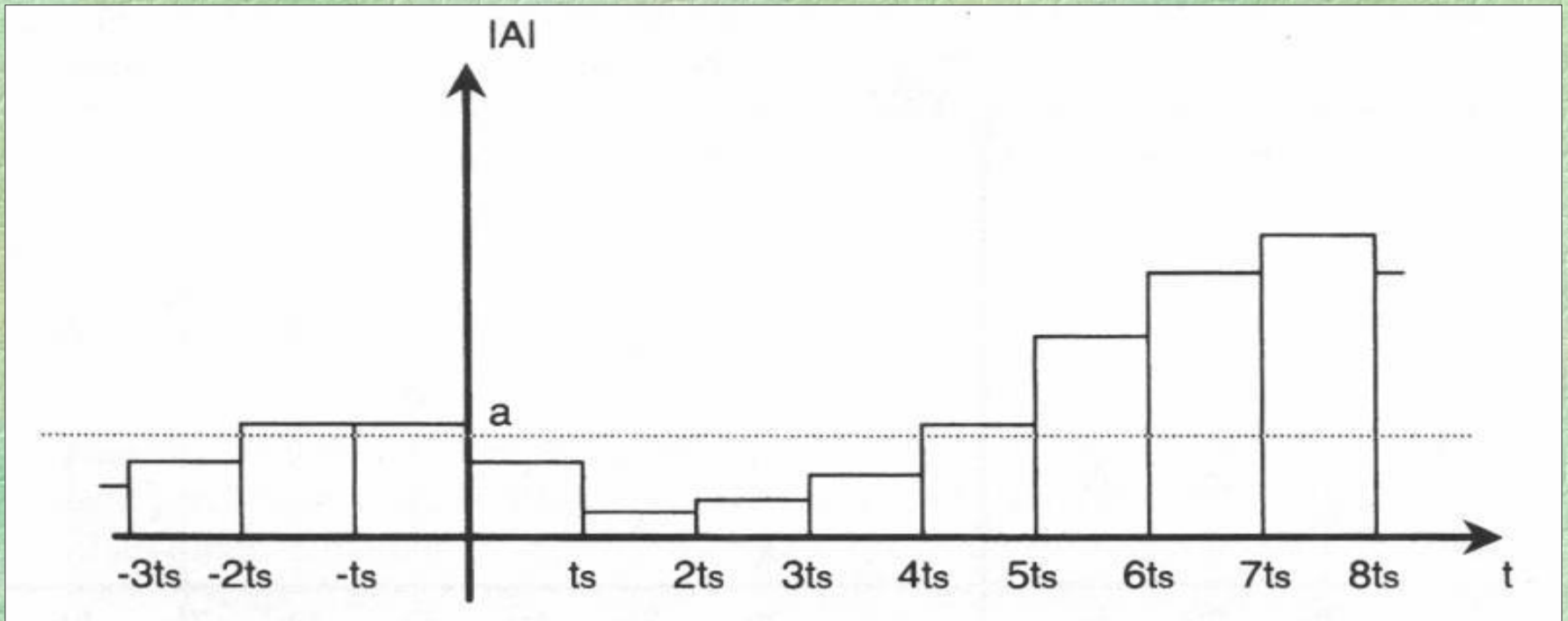
Kwantyzacja realizowana jest przez **przetwornik analogowo-cyfrowy**.





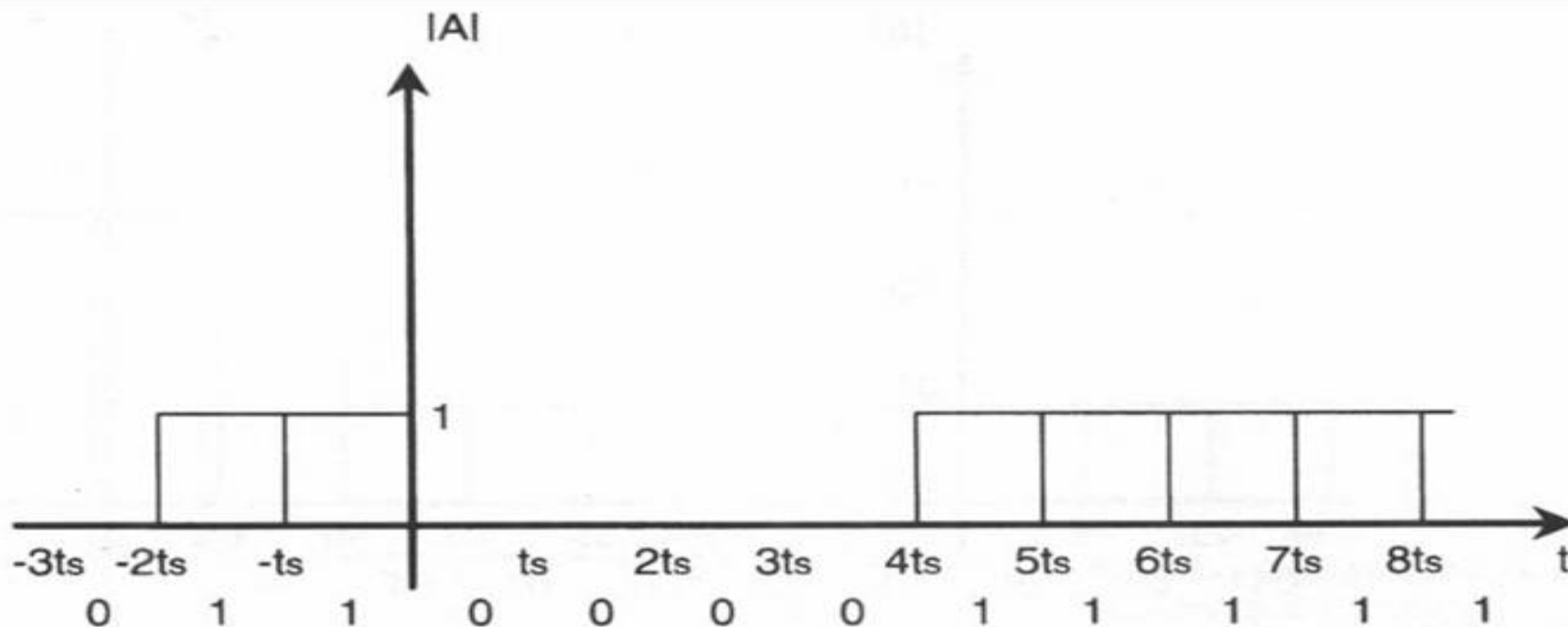
**Kwantyzacja może być pomyślana jako przyporządkowanie określonych odcinków amplitudowych sygnału wejściowego ustalonym przedziałom napięciowym.**

Na przykład, jeśli zdecydujemy się tylko na dwa takie przedziały, możemy określić jeden poziom „a”, który będzie naszym punktem decyzyjnym.



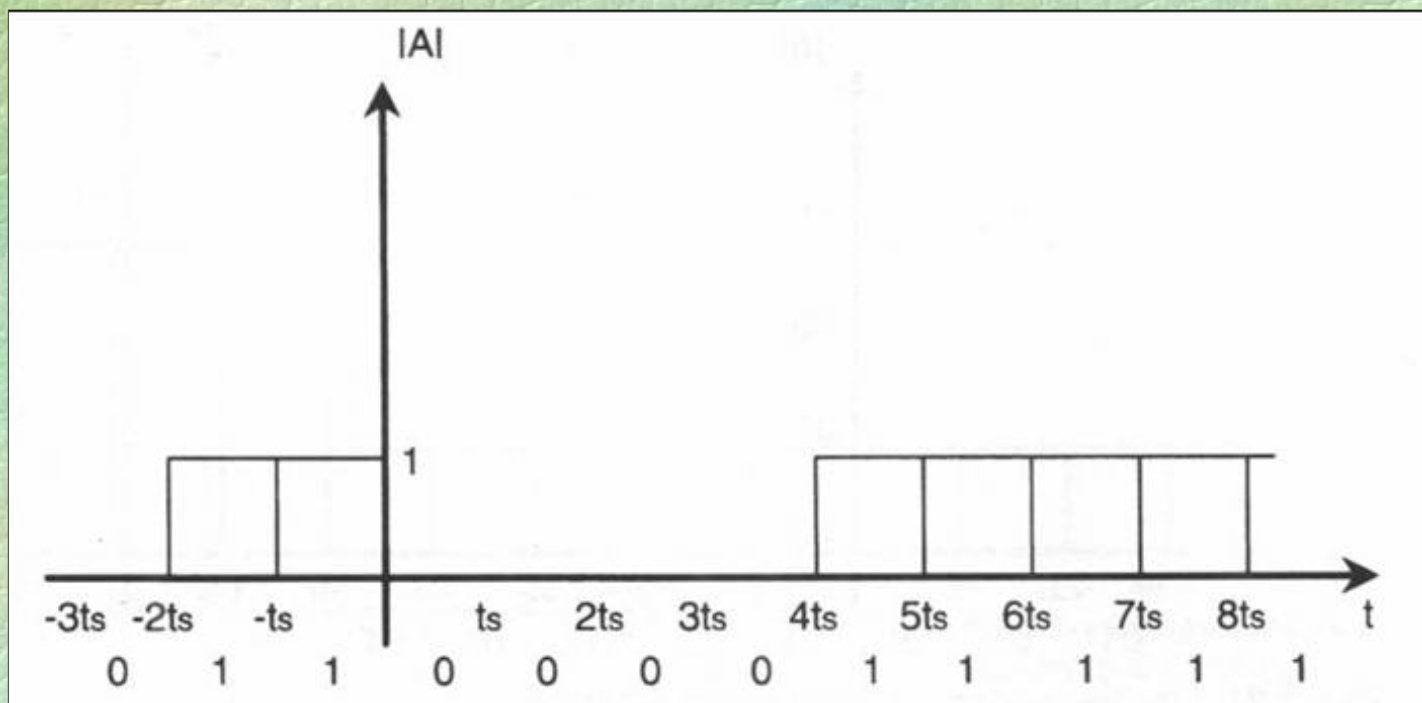
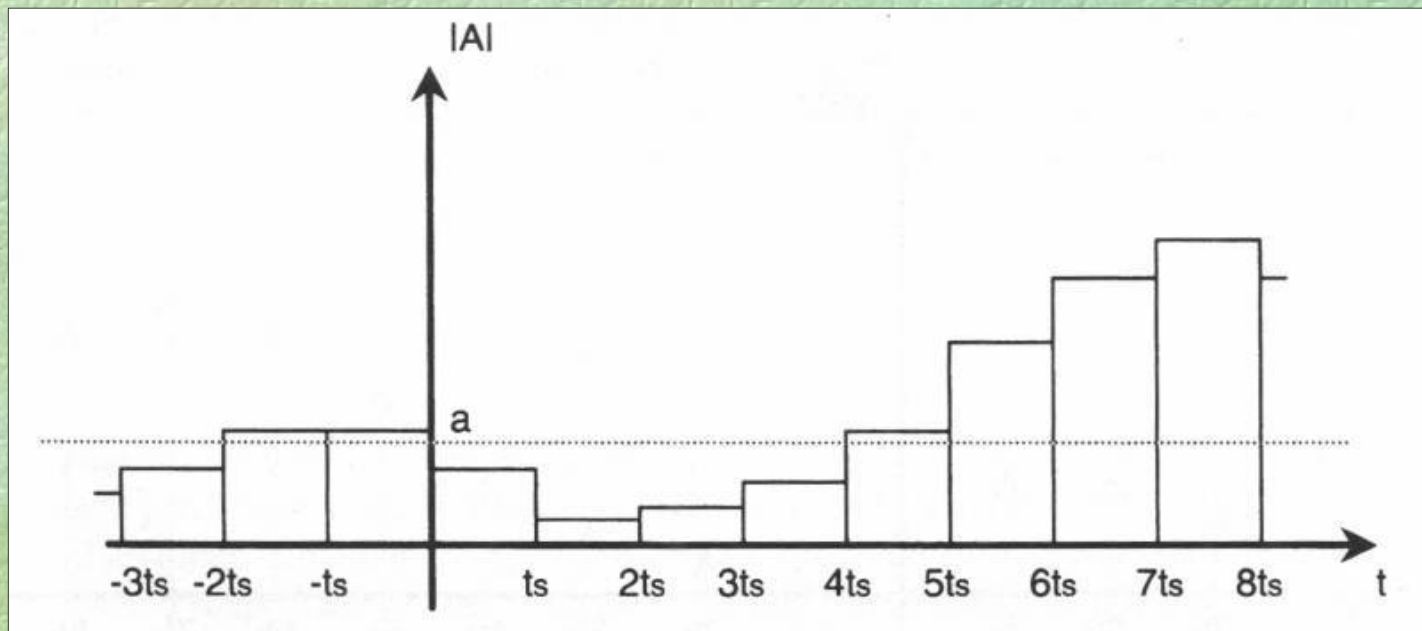
Wszystkie próbki, które mają amplitudy wyższe niż linia reprezentująca poziom „a”, będą należały do przedziału 1, podczas gdy próbki rejestrowane poniżej linii - do przedziału 0.

W konsekwencji, z upływem czasu na wyjściu naszego układu pojawia się cyfrowy strumień binarnych zer i jedynek:

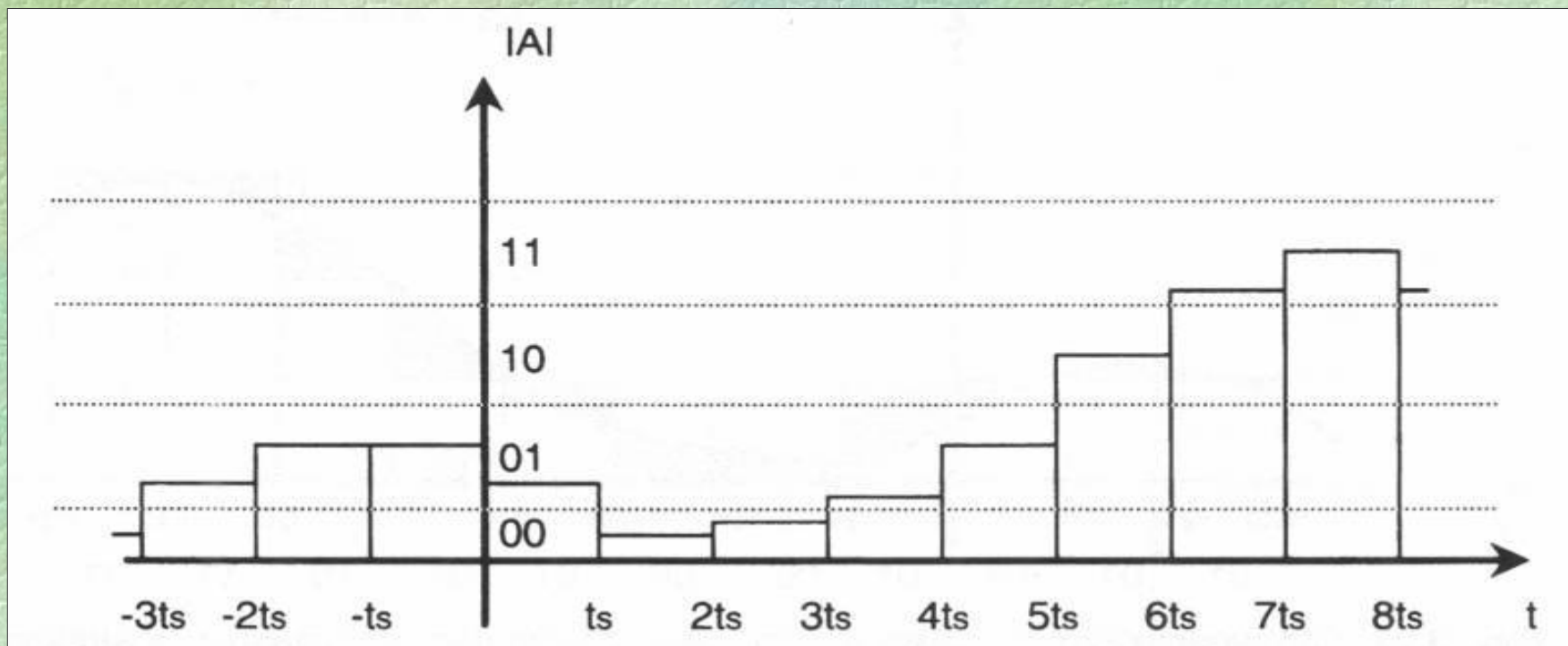


Dokonaliśmy więc kwantyzacji próbek sygnału wejściowego i możemy przedstawić zawarte w sygnale dane za pośrednictwem jednego bitu.

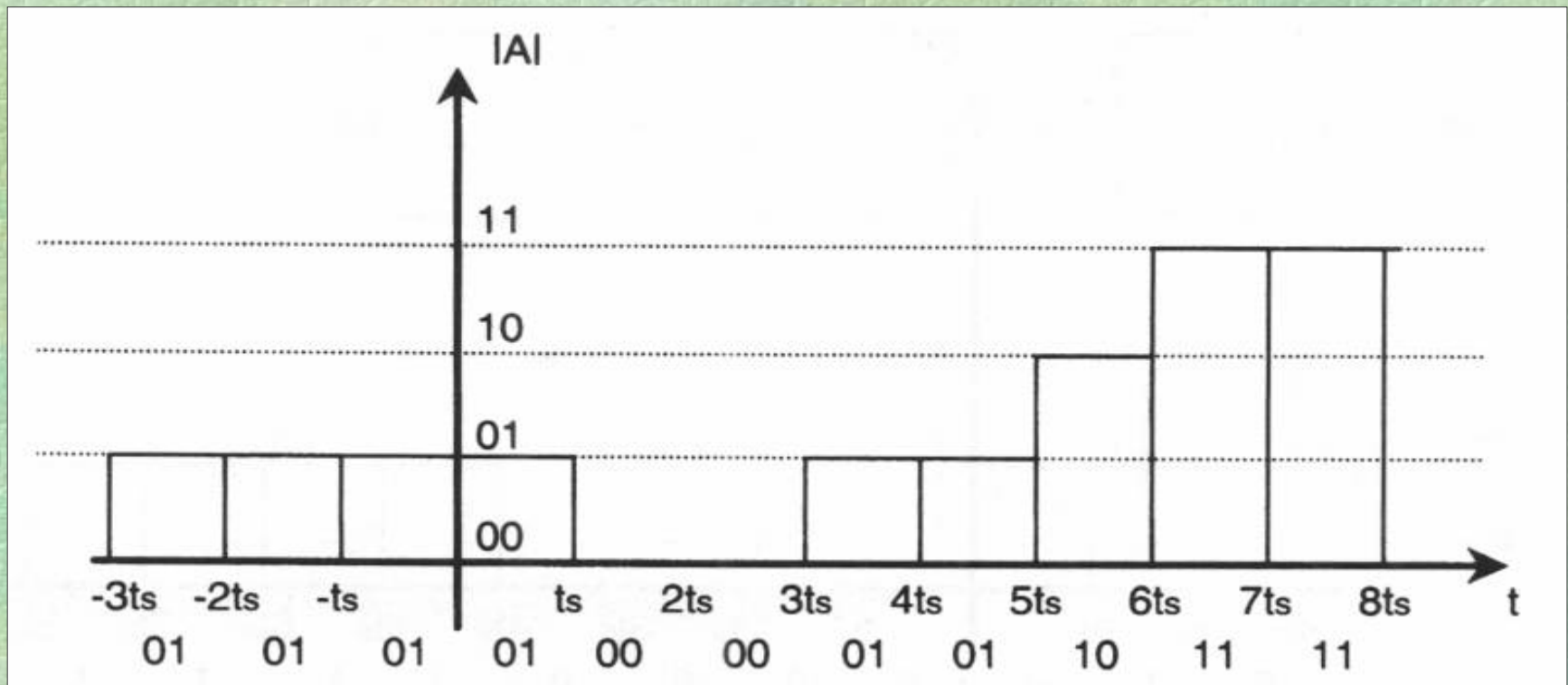




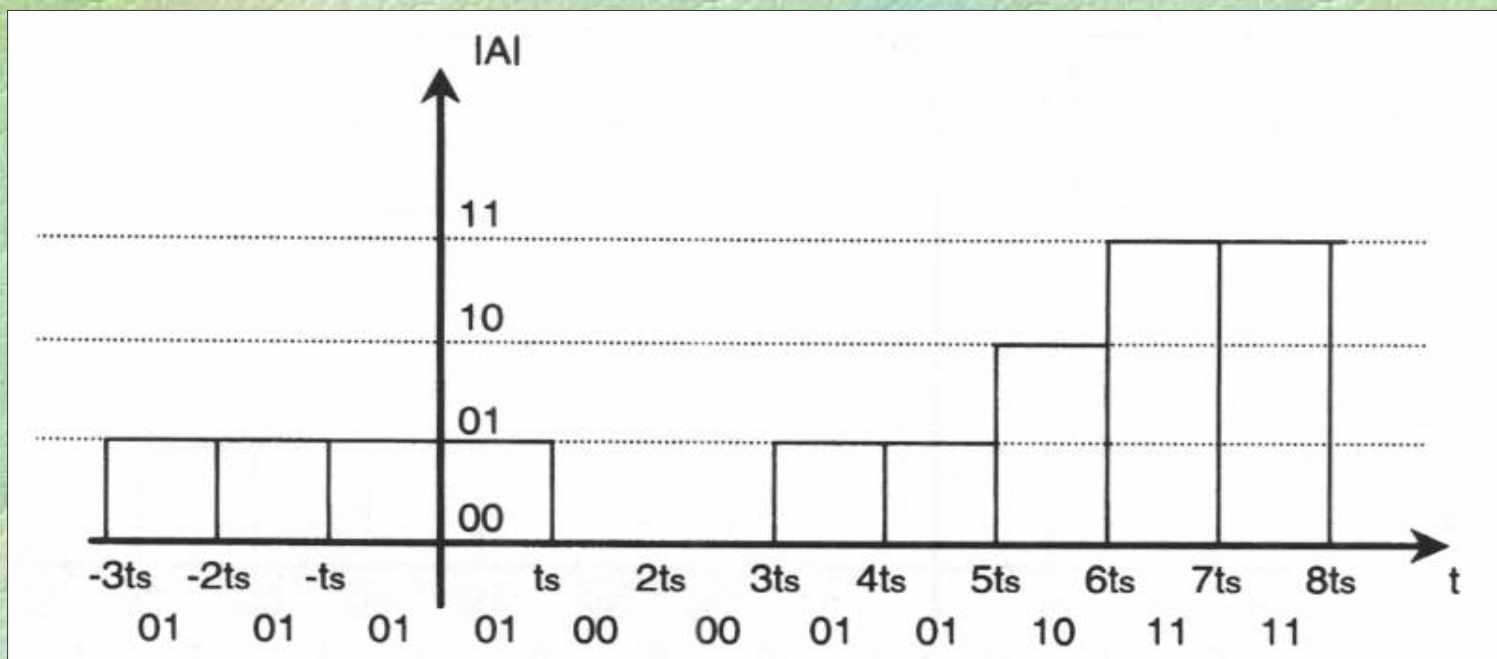
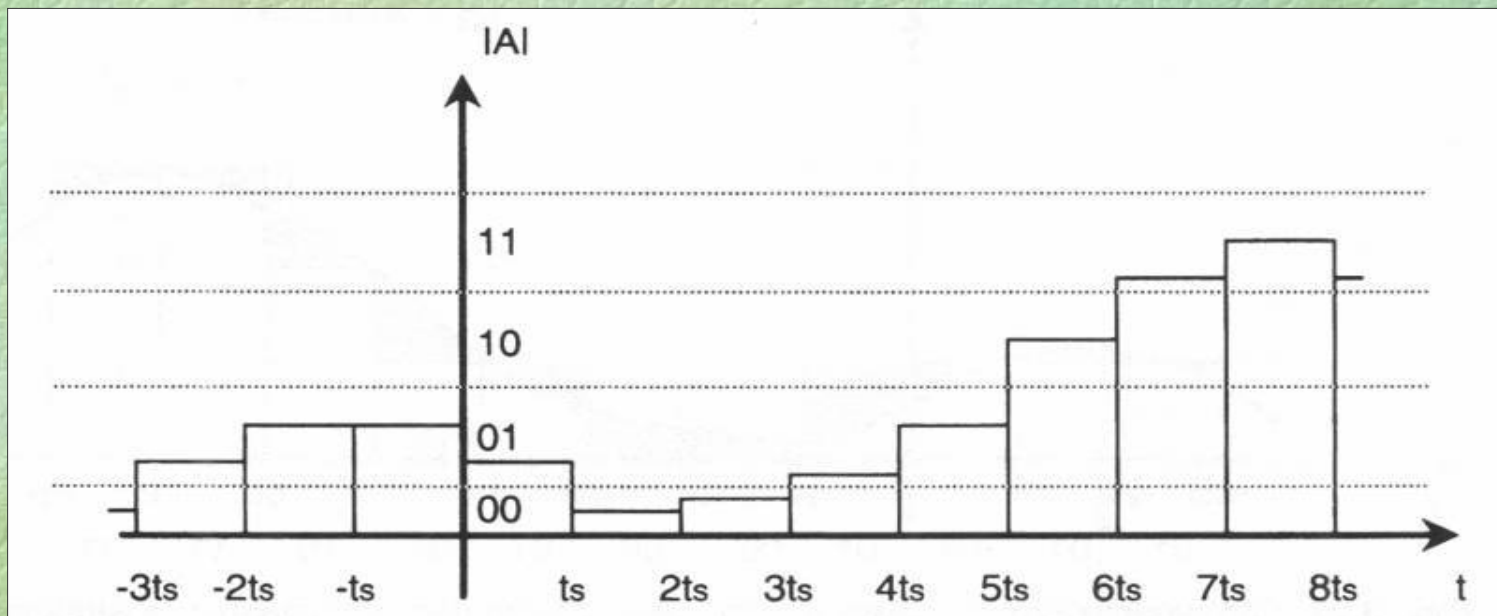
Rozszerzając nasz przykład możemy użyć dwóch bitów wprowadzając cztery jednakowo od siebie oddalone poziomy kwantowania oznaczane jako 00, 01, 10 i 11.

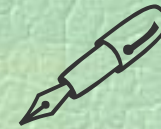


W ten sposób możemy przyporządkować sygnał wejściowy czterem przedziałom amplitudowym.









Jest oczywiste, że im więcej zastosujemy przedziałów, tym dokładniej opiszemy wejściowy sygnał analogowy.

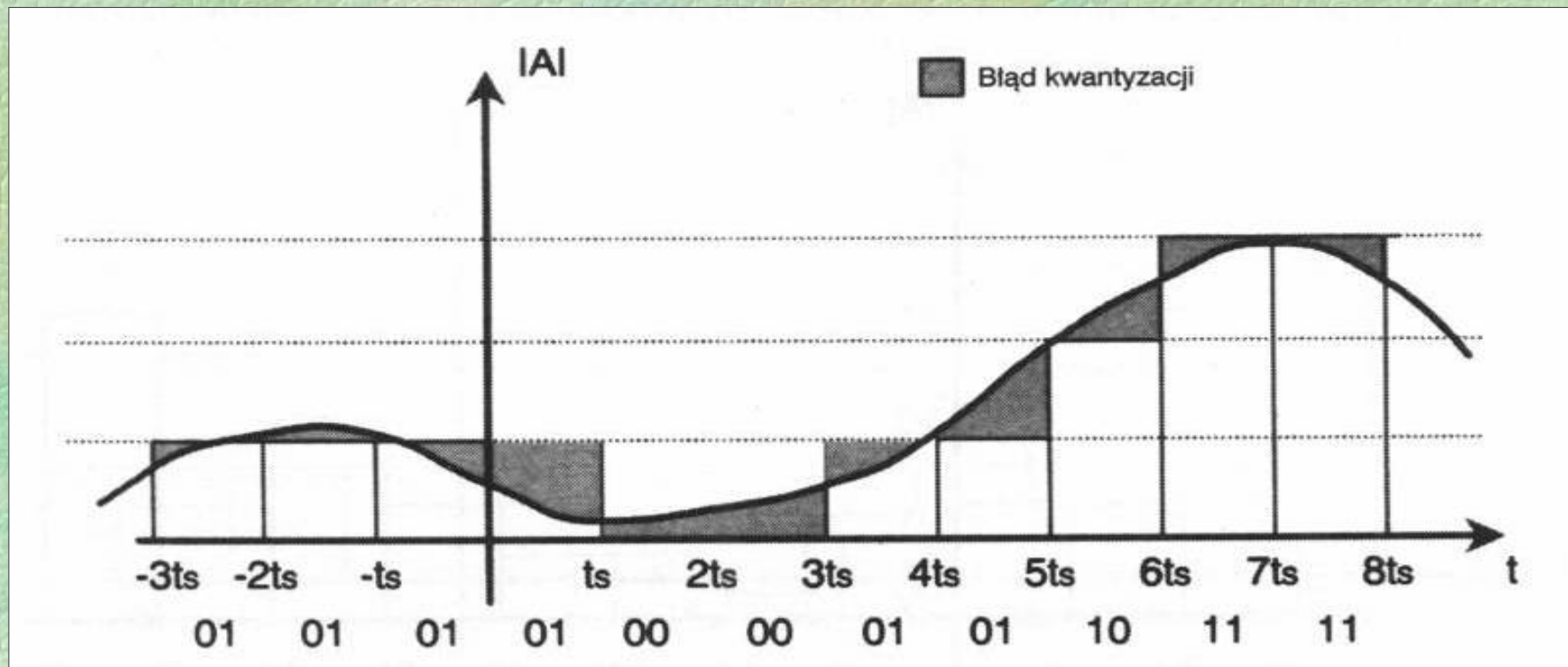
Najczęściej systemy DSP wykorzystują przetwarzanie a/c o **10-12** bitach.

Oznacza to, że sygnał wejściowy będzie mierzony z dokładnością  $2^{10} = 1024$  lub  $2^{12} = 4096$  poziomów.

Tak więc, jeśli mamy sygnał wejściowy, którego amplituda zmienia się w granicach od 0 do 5V, wówczas najmniej znaczący bit (LSB), tzn. pojedynczy bit będzie odpowiadał wartości 4,88 mV dla 10-bitowego przetwornika a/c i 1,22 mV dla 12-bitowego przetwornika a/c, zakładając oczywiście zunifikowany krok kwantyzacji.



Porównując skwantyzowane poziomy sygnału z sygnałem oryginalnym, zauważymy wprowadzone przez nas błędy:



Błędy te wywołują tzw. szum kwantyzacji.

W zastosowaniach fonicznych efekt ten powoduje pojawienie się charakterystycznego szumu na wyjściu - stąd nazwa.



Przy zastosowaniu 10- lub 12-bitowych przetworników a/c szum ten jest na ogół pomijalny w porównaniu z innymi źródłami zakłóceń systemu.

W omawianym przykładzie korzystaliśmy z kwantyzacji liniowej - **poszczególne poziomy miały identyczny krok.**



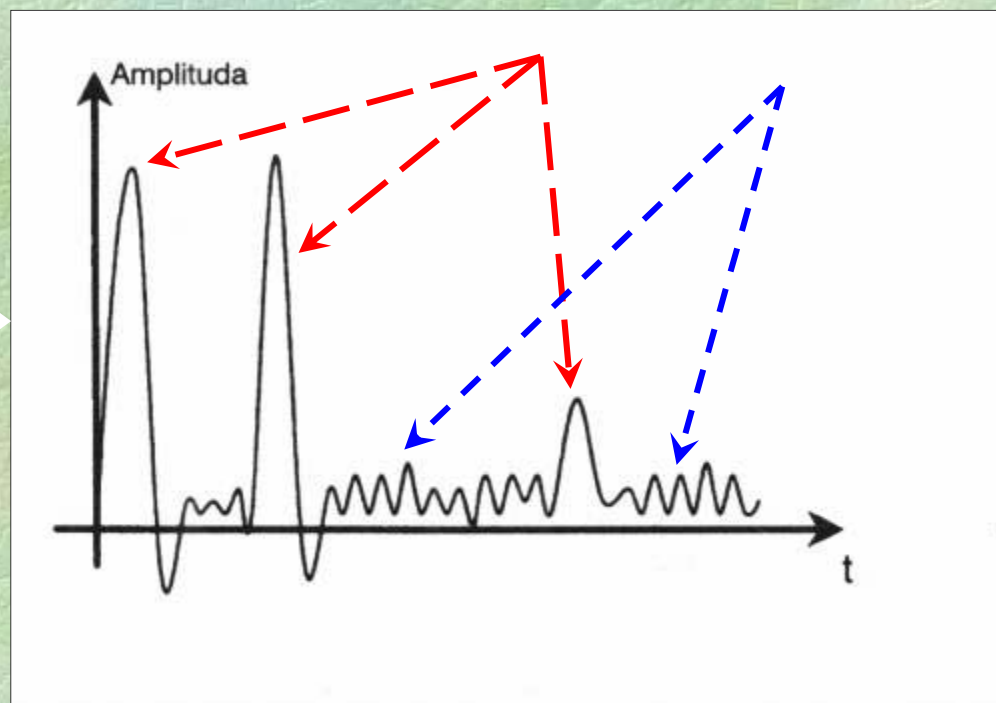


Możliwe jest także, szczególnie w zastosowaniach fonicznych, wykorzystanie innych, czasem bardzo skomplikowane wzorców kwantyzacyjnych.

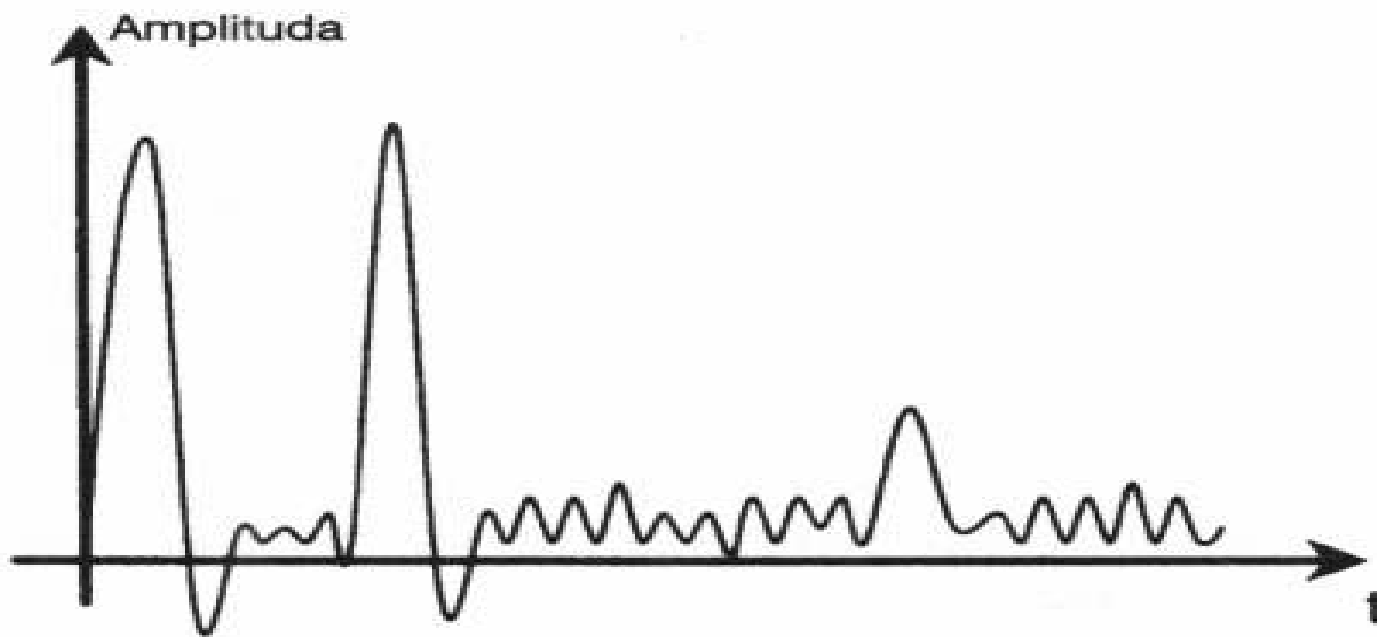


Na przykład w sygnale mowy ludzkiej znajdują się dźwięki głośne, jak samogłoski i dźwięki cichsze reprezentowane spółgłoskami.

**Typowy  
przebieg  
sygnału  
mowy**

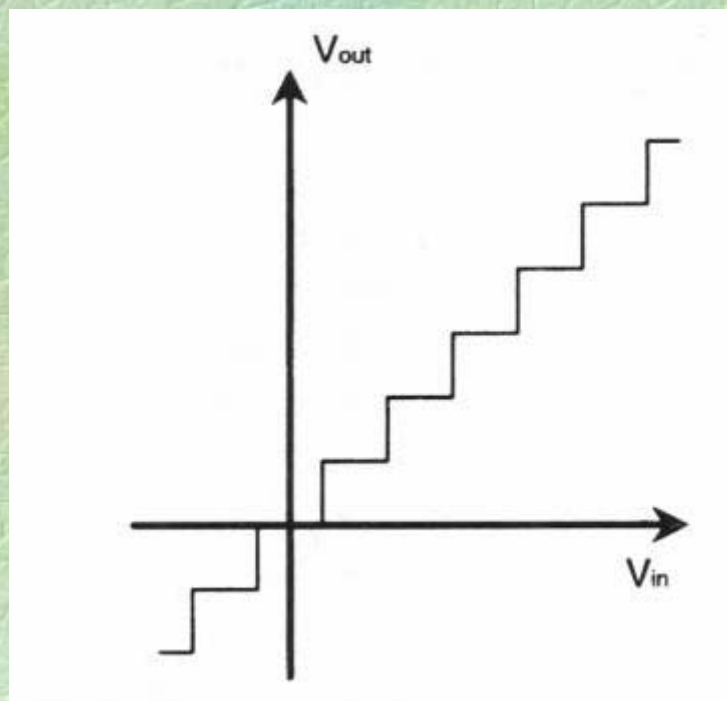


Składowe o większych amplitudach mogą pochodzić od wymawiania takich dźwięków, jak „och” lub „ach”, podczas gdy niższe amplitudy mogą reprezentować dźwięki „sz” lub „cz”.





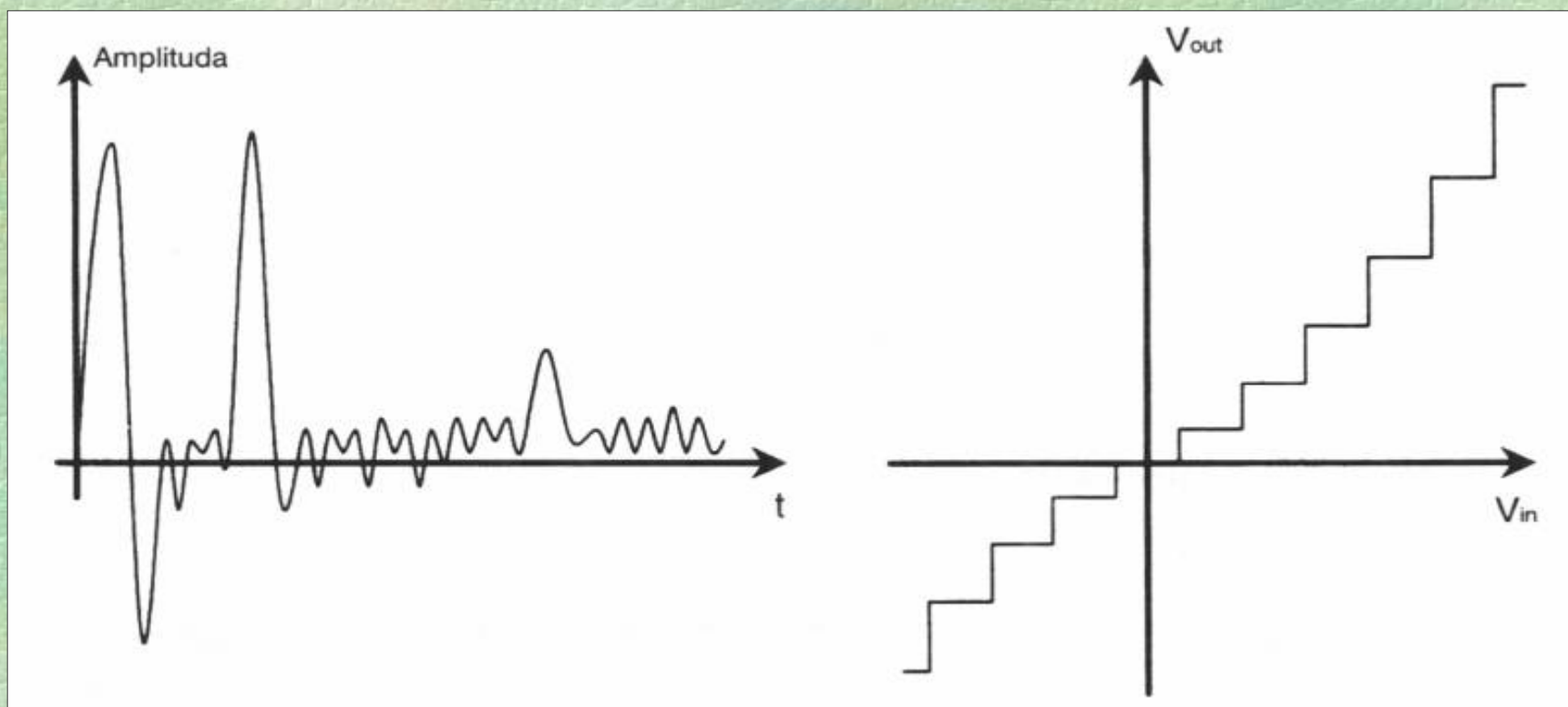
Pokazana na rysunku kwantyzacja liniowa zapewnia odpowiednią reprezentację dźwięków głośnych, lecz większość różniących się między sobą dźwięków cichych będzie reprezentowana przez takie same wartości bitowe.



Oznacza to, że nie będziemy w stanie wyodrębnić różnych dźwięków o niskiej amplitudzie, co znacznie zubaża odtwarzany potem sygnał mowy.

W celu zapobieżenia temu zjawisku stosowane są nieliniowe wzorce kwantyzacyjne, w których krok kwantyzacji zależy od poziomu przetwarzanej amplitudy.

Dla naszego przypadku sygnału mowy dźwięki słabsze będą skwantyzowane z większą liczbą poziomów



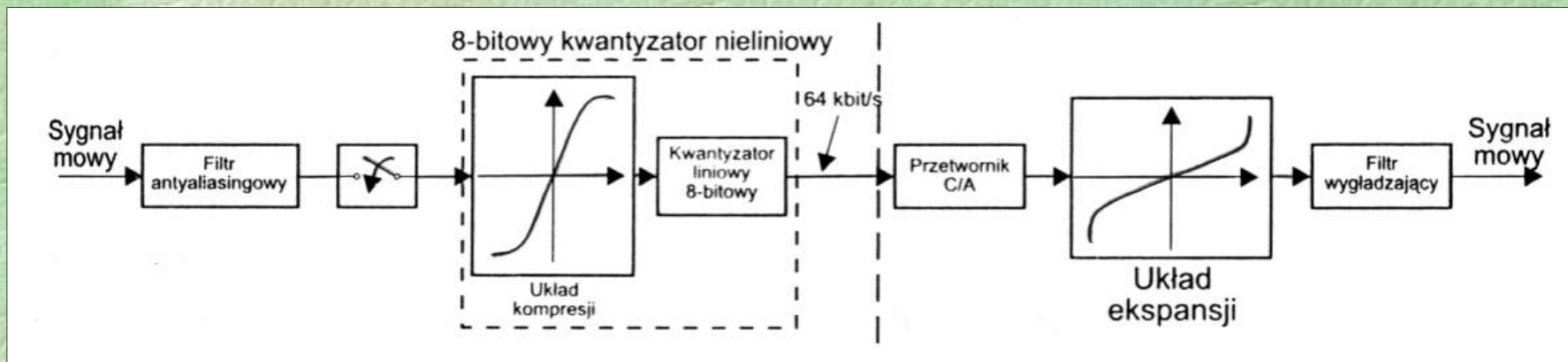


W praktyce kwantyzator ma zunifikowany rozmiar kroku, a kompresji poddawany jest sygnał wejściowy.

W naszym przykładzie sygnału mowy kompresji poddawane są dźwięki o wyższych amplitudach, a dźwięki słabsze kodowane są bez zmian.

Efekt finalny jest taki, jak gdyby stosowana była kwantyzacja nieliniowa.

Po przetworzeniu sygnał jest rekonstruowany na wyjściu przez zastosowanie procesu nazywanego dekompresją.



$$f(x) = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} & \text{dla } 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} & \text{dla } \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{cases}$$

dla kwantyzatora 8-bitowego  
stała  $A = 87,6$ .

Zwróćmy uwagę, że dla małych sygnałów charakterystyka jest liniowa, natomiast dla sygnałów o amplitudzie powyżej progu  $1/A$  jest logarytmiczna.

Technika kompresji-dekompresji jest szeroko wykorzystywana w publicznych sieciach telefonicznych.

Stosowane są dwie metody - odrębne dla Stanów Zjednoczonych i Europy.

W Europie stosowana jest metoda nazywana zasadą **A** (*A-law*), podczas gdy w Stanach Zjednoczonych metoda ta nazywa się zasadą **μ** (*μ-law*).