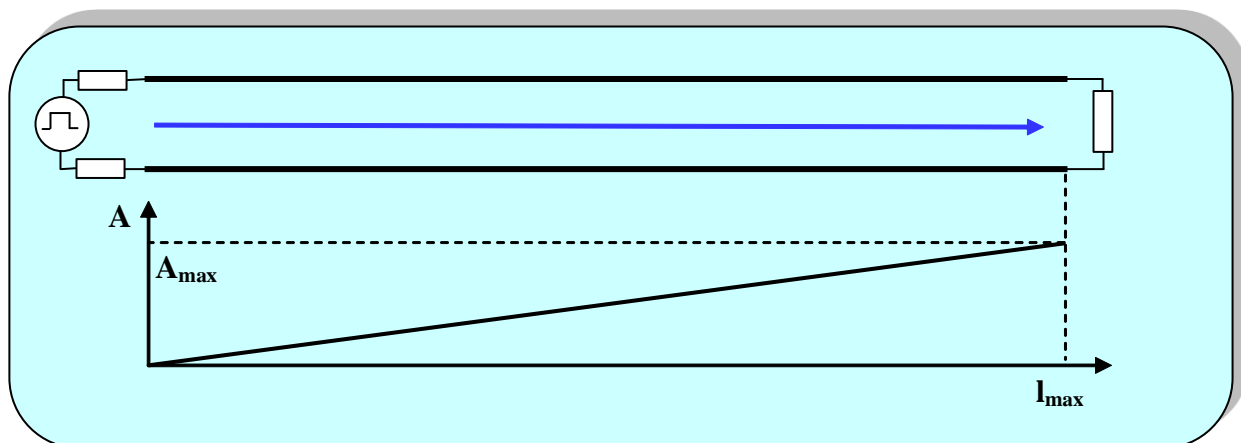


Technika analogowa a technika cyfrowa

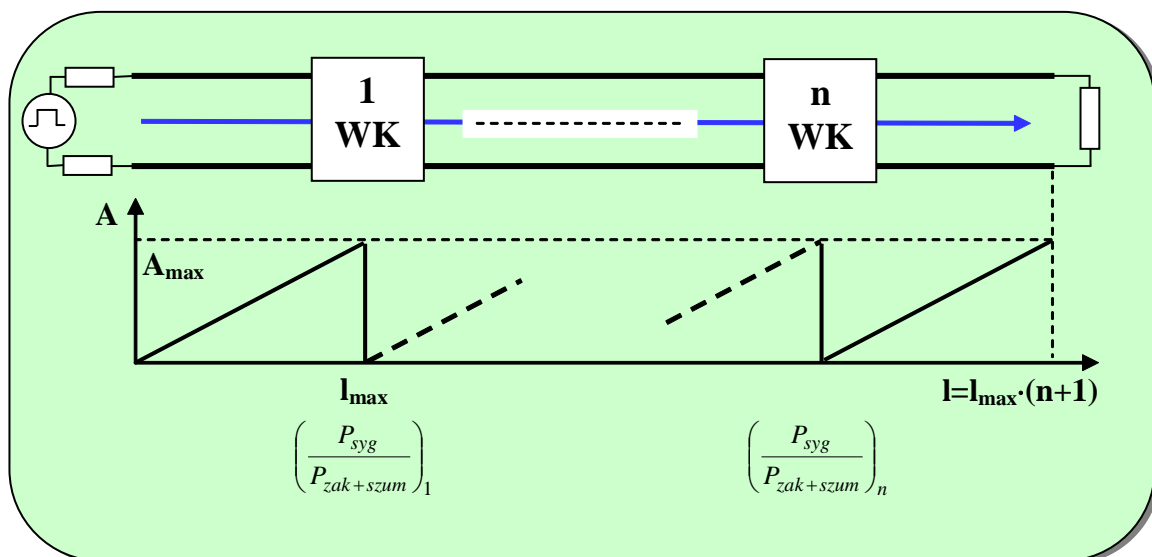
W technice analogowej postać i zapis informacji w sposób ciągły i bezpośredni jest odwzorowywana na parametr sygnału (parametry, np. amplituda, częstotliwość, faza), który jest nadawany. Dobrą ilustracją jest mowa dla której wypowiedź powoduje zmiany ciśnienia powietrza (drgania strun głosowych), które są przekształcane na sygnał w mikrofonie a informacja o ciśnieniu zawarta jest w amplitudzie sygnału. Oczywiście po stronie odbiorczej chcemy z tej amplitudy sygnału odtworzyć wypowiedź poprzez jej zmianę na ciśnienie powietrza w słuchawce lub głośniku, która dotrze do naszego ucha.

Sygnał nadawany po stronie nadawczej ma określony poziom a po przejściu przez linię zostaje zniekształcony (działanie parametru $\gamma \neq 0$ na długości linii - przewodnicy) i aby mógł być poprawnie odebrany (odtworzony) to zniekształcenie nie może przekraczać określonych granicznych wartości.

Z tego faktu wynika, że długość linii musi być ograniczona. Na ogół jest tak, że ta długości jest mniejsza od odległości między nadajnikiem a odbiornikiem.



Zatem aby pokonać te ograniczenia konieczne jest wstawienie do linii (przewodnicy) elementu funkcjonalnego, który skompensuje zmiany wprowadzane przez linię długą. Elementem tym jest wzmacniak WK (wzmocniacz + korektor). Jest to element aktywny i jako taki wprowadza do linii szumy własne i ma tą cechę, że wzmacnia nie tylko sygnał użyteczny ale także każdy inny, który zostanie podany na jego wejście a tym samym wszystkie zakłócenia dostające się do linii długiej. Ta właściwość powoduje, że następuje pogorszenie stosunku mocy sygnału użytecznego do zakłóceń (w tym także szumu).



Z uwagi na wymienione cechy dla każdego $i < j$ zachodzi

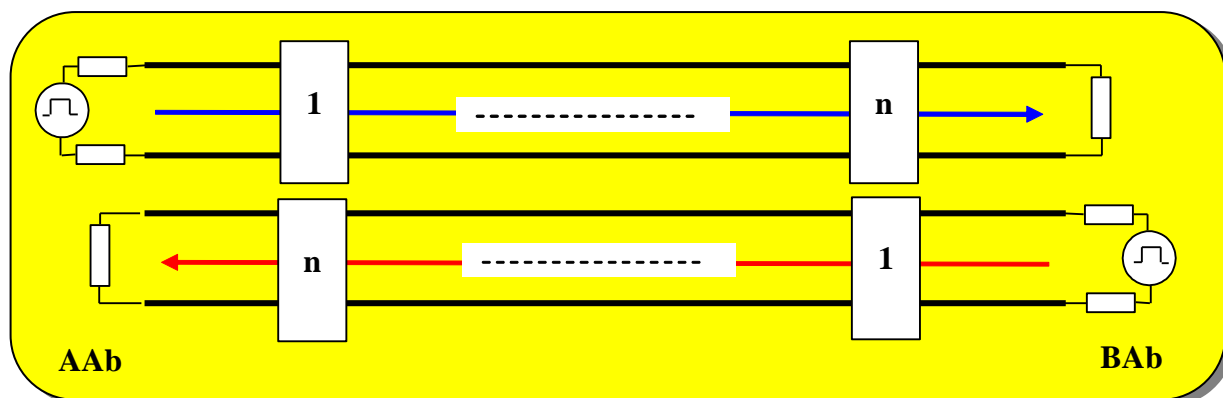
$$\left(\frac{P_{\text{syg}}}{P_{\text{zak} + \text{szum}}} \right)_i > \left(\frac{P_{\text{syg}}}{P_{\text{zak} + \text{szum}}} \right)_j.$$

Aby można było odtworzyć informację przesyłaną przez sygnał to ten stosunek na odbiorniku nie może być mniejszy od określonej wartości.

Zatem liczba n musi być skończona a to oznacza **problemy** z realizacją połączeń **na duże odległości**.

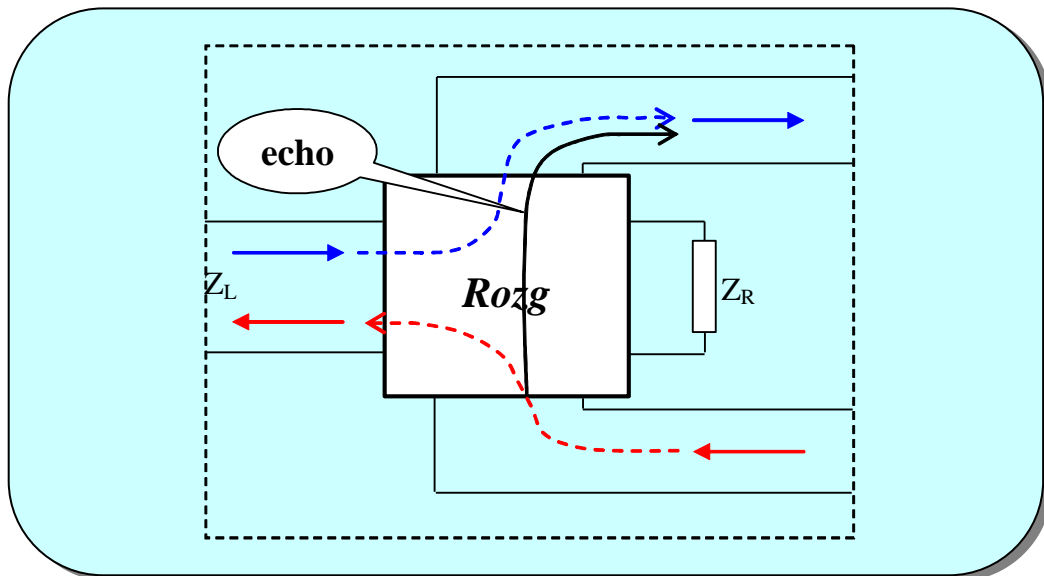
Uwaga:

Dla realizacji połączenia, np. dla usługi mowy konieczne jest **przesyłanie sygnału od abonenta A do abonenta B i odwrotnie**. Najprostszym rozwiązaniem to dwie linie długie (prowadnice) po jednej na każdy kierunek.



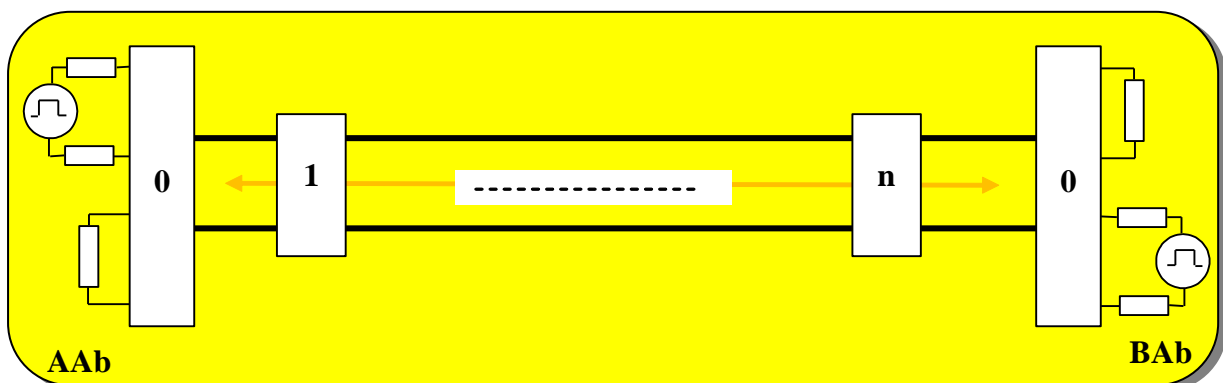
Jest to **rozwiązanie kosztowne**! Koszty można obniżyć stosując tylko jedną linię (prowadnicę) dla przesyłania sygnałów w obie strony. Jednakże należy

pamiętać, że wzmacniak jest elementem jednokierunkowym i konieczne jest **rozdzielenie sygnałów dla obu kierunków**. Elementem, który to realizuje jest **rozgałęźnik Rozg**.



Jeżeli rozgałęźnik nie będzie zrównoważony, tzn. $Z_L \neq Z_R$ to wówczas następuje przenik energii (sygnału) z jednego kierunku do drugiego kierunku nadawania sygnału **co jest źródłem powstawania echa**.

Jeżeli wykorzystamy równoważnik i wzmacniaki to poprzedni sposób realizacji wymiany informacji przy zastosowaniu dwóch linii długich można zastąpić jedną linią.



Jako **ćwiczenie domowe** proszę narysować strukturę blokową każdego z elementów oznaczonych numerami od 0 do n.

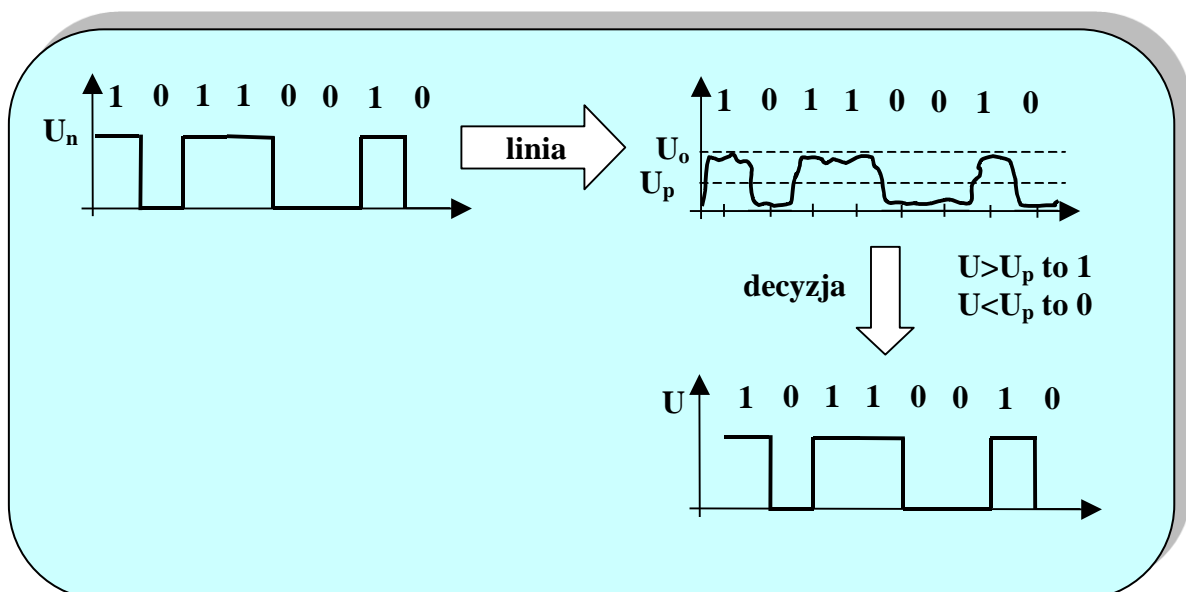
Podstawowa **wada techniki analogowej** przenoszenia informacji a mianowicie **addytywność zakłóceń i szumów** w łańcuchu telekomunikacyjnym (ciąg elementów sieci telekomunikacyjnej tworzących połączenie) wymagała radykalnego rozwiązania. **Należało opracować takie podejście aby szумы i zakłócenia można było odfiltrować.**

Rozwiązaniem okazała się technika cyfrowa przenoszenia informacji. Jej istota polega na tym, że każdą informację którą chcemy przesłać przesyłamy w postaci liczb.

Najprostszy sposób kodowania liczb to kodowanie binarne. Jeżeli bitowi o wartości jeden przyporządkujemy wartość napięcia o amplitudzie U a bitowi o wartości zero napięcie o amplitudzie zero to wówczas liczbie reprezentowanej jako ciąg bitów odpowiada sygnał w postaci ciągu impulsów.

Jeżeli ten ciąg impulsów nadamy w linię to zostanie on zniekształcony ze względu na parametr γ , zakłócenia i szумы. Z punktu widzenia sygnału linia nie rozróżnia faktu, że informacja jest w nim zapisana w postaci analogowej czy też cyfrowej. To my i nasze urządzenia znamy tylko ten fakt i pracują w z góry zadany sposób.

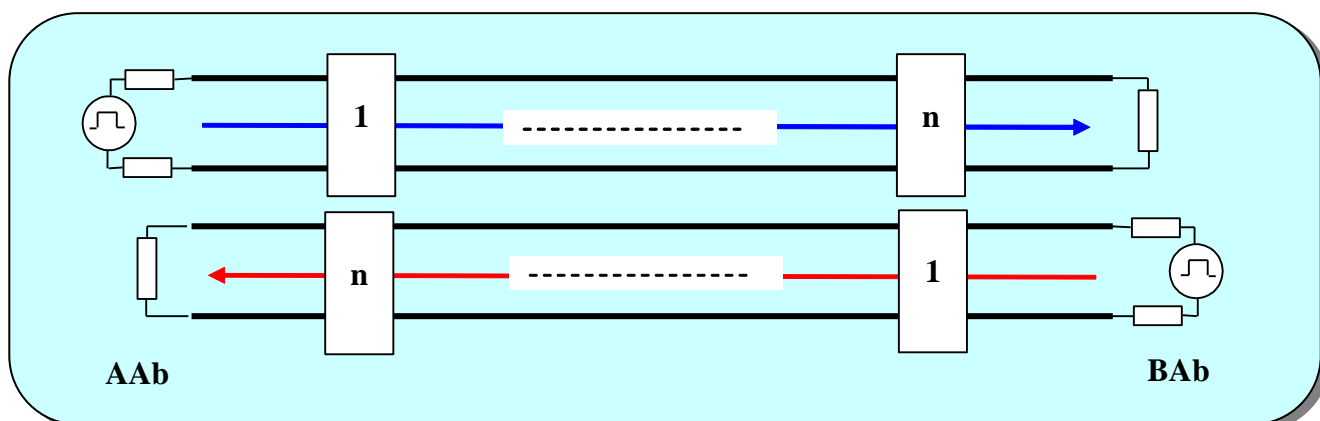
Oczywiście **nadal pozostaje problem zasięgu transmisji sygnału** ale teraz zadaniem układów, które wtrącimy do linii będzie odtworzenie informacji, która jest zapisana cyfrowo. **Mechanizm odtwarzania** jest w tym przypadku oparty na **podjęciu decyzji** "odebrany sygnał ma wartość logiczną zero albo jeden". Jest to zatem decyzja progowa, która gdy zostaje podjęta powoduje **całkowite odfiltrowanie zakłóceń i szumów**. Oczywiście z uwagi na zakłócenia i szумы może się zdarzyć, że decyzja może być podjęta błędnie wówczas **nastąpi błąd w informacji.**



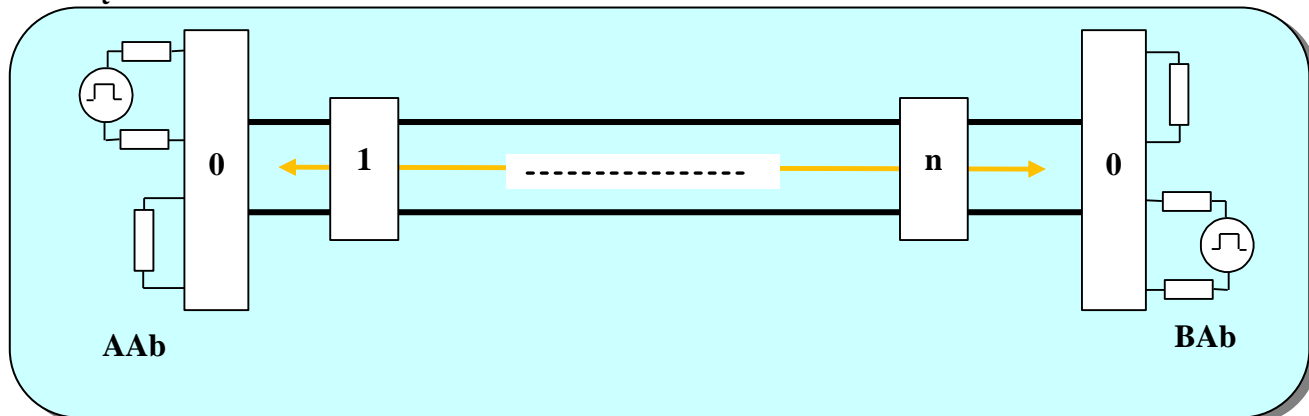
Proszę zauważyć, że **taki algorytm postępowania odtworzył kształt nadanego sygnału** i nie posiada on w ten sposób wady techniki analogowej. To odtworzenie kształtu może być zrealizowane dla tego przypadku przy maksymalnym dopuszczalnym poziomie zakłóceń (i szumów) mniejszym od połowy napięcia U_0 . Przy przeliczeniu na decybele otrzymamy wartość 6dB. Mówimy, że dopuszczalny poziom sygnału do zakłóceń (szumów) wynosi 6dB. Obliczany jest on z zależności

$$\frac{S}{N} = 20 \log \frac{U_o}{0.5U_0} = 20 \log 2 \cong 6dB .$$

Taka metoda postępowania nazywa się **regeneracją sygnału**, a układ ją realizujący nazywany jest **regeneratorem**. Zatem rysunki przedstawione dla techniki analogowej można tu powtórzyć zastępując wzmacniaki WK regeneratorami R.



Oczywiście nasuwa się pytanie czy i w tym przypadku można zaoszczędzić na linii długiej (prowadnicy)? Odpowiedź jest pozytywna ponieważ linia "nie wiem" czy wykorzystywana jest technika analogowa czy też technika cyfrowa. Zatem możemy stosując rozgałęźniki dwie linie zastąpić jedną linią.



Podobnie jak poprzednio jako **ćwiczenie domowe** proszę narysować strukturę każdego z elementów oznaczonych numerami od 0 do n.

Realizacja techniki cyfrowej **wymaga rozwiązania kilku podstawowych problemów** aby przedstawiony algorytm postępowania mógł być z powodzeniem zastosowany. Są to przede wszystkim:

- **odtworzenie zegara** sygnału nadawanego w oparciu o odebrany sygnał,
- ustalenie U_p **progu decyzji**,
- określenie **momentu podejmowania** decyzji.

Najtrudniejsze i wymagające wielu zabiegów jest zrealizowanie pierwszego zadania. Podamy tylko jeden powód, a nie jest to jedyny powód. Mianowicie niech informacja, którą chcemy nadać będzie ciągiem zer co przy przyjętej zasadzie oznacza brak napięcia w linii. Zatem w jaki sposób odtworzyć zegar strony nadającej?

Technika cyfrowa usunęła jedną z istotnych wad techniki analogowej jeżeli chodzi o zasięg transmisji. **Czy można zatem powiedzieć, że osiągnięty cel jest bezkosztowy**. Otóż nie. Zauważmy, że sygnał cyfrowy ma szersze pasmo zatem wymaga mediów o lepszych charakterystykach przenoszenia a przy podobnych mediach równoznaczne to jest koniecznością gęstszego umieszczania regeneratorów w linii. **Proszę odpowiedzieć dlaczego tak jest.**

Ponieważ naszym, tzn. telekomunikacji, podstawowym zadaniem jest przesyłanie informacji to nasuwa się kolejne pytanie. Która z technik przy tym samym medium umożliwia przesłanie większej ilości informacji?

Odpowiedź może być dla wielu zaskoczeniem ale w technice analogowej potencjalnie możliwe jest przesyłanie większej ilości informacji. **Proszę to także uzasadnić.**

Przetwarzanie informacji w sygnał telekomunikacyjny

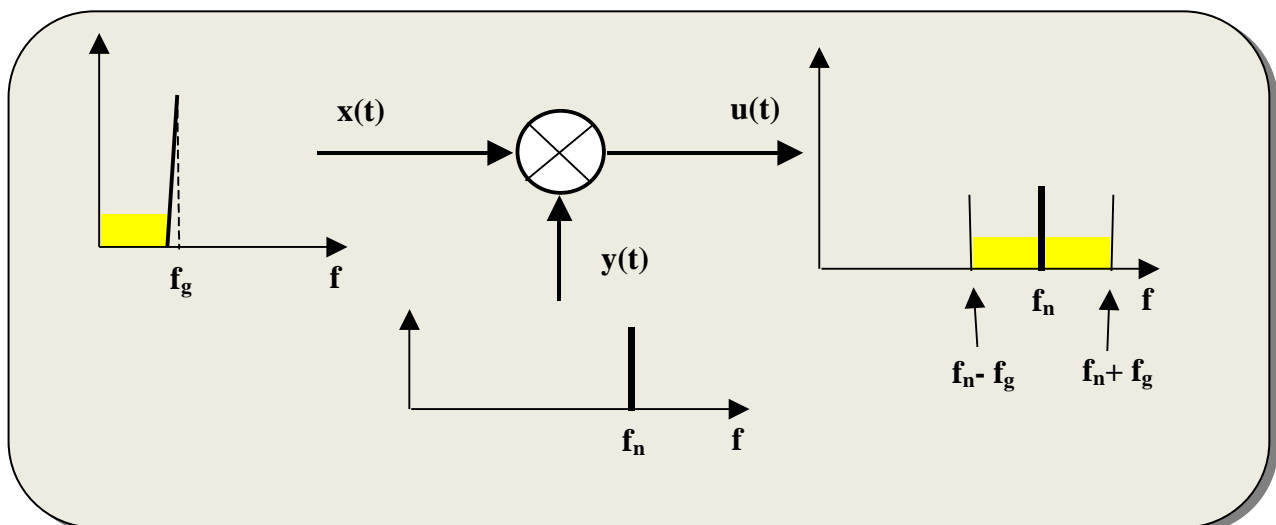
Źródło informacji może być różnej postaci i jak pamiętamy było to jedno z kryterium podziału usług udostępnianych abonentowi. Mianowicie mówiliśmy o usłudze mowa, dźwięk, tekst, rysunek i obraz (stały i ruchomy), itp.

Aby można było zrealizować każdą z tych usług konieczne jest w pierwszej kolejności przetworzenie pierwotnej postaci informacji na pierwotny sygnał elektryczny. **Na ogół sygnał tej postaci jest analogowy i nie nadaje się do bezpośredniego przesyłania przez łańcuch telekomunikacyjny** (ciąg elementów tworzących połączenie w sieci telekomunikacyjnej). Są **dwa istotne powody** dla których musi on być **dodatkowo przetworzony**:

- **linia ma określone właściwości transmisyjne** i dla jak najlepszego jej wykorzystania należy sygnał ten tak przetworzyć aby te potencjalne możliwości wykorzystać w obecności zakłóceń i szumów (często mówi się o dopasowaniu sygnału do możliwości linii),
- **mamy dwie techniki** stosowane w realizacji elementów sieci telekomunikacyjnej a z tym związane jest przetwarzanie sygnału z jednej postaci na drugą (z analogowej na cyfrową i odwrotnie).

Przypomnijmy, że **jednym ze sposobów na lepsze wykorzystanie zasobów** jest multipleksacja, np. FDM. Aby można było ją zastosować konieczne jest przeniesienie widma sygnału pierwotnego w przydzielone (przyznane) pasmo sygnału nadawanego.

Funkcję tą realizuje się poprzez **modulację pasmowa** (passband modulation).



Proszę zauważyć, że sygnał wyjściowy jest nadmiarowy ponieważ widmo sygnału $x(t)$ występuje dwukrotnie – raz w górnej i raz w dolnej wstędze wokół sygnału nośnego $y(t)$. W praktyce na ogół poprzez odfiltrowanie wykorzystuje się tylko jedną wstęgę i tylko ona zajmuje zasoby w medium. Oczywiście jeżeli chcemy umieścić obok siebie w dziedzinie widma (częstotliwości) w medium większą liczbę sygnałów $x(t)$ to z każdym z nich musimy przeprowadzić funkcję modulacji i to dla różnych częstotliwości f_n sygnałów nośnych.

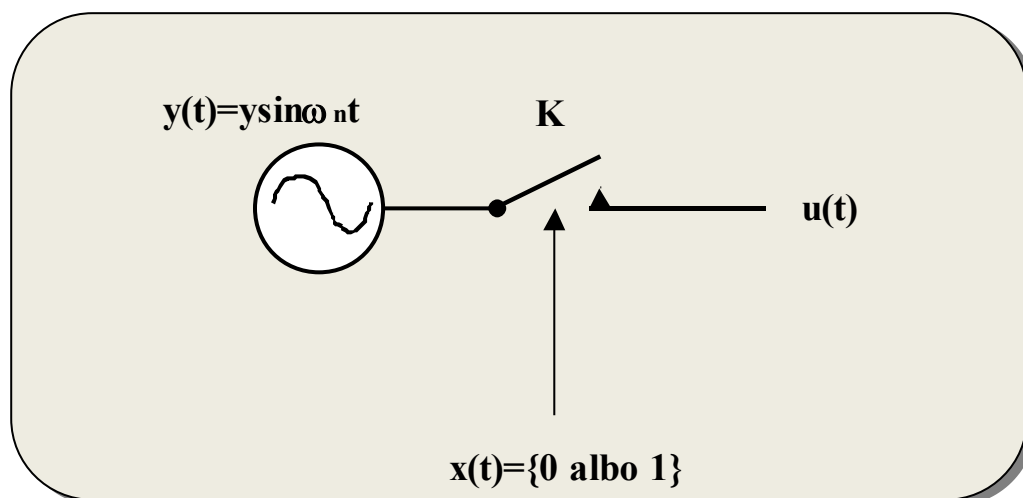
Przedstawiona metoda jest wykorzystywana zarówno dla techniki analogowej jak i techniki cyfrowej. Z punktu widzenia samej zasady pracy modulatora jest to nieistotne.

Niemniej z uwagi na specyficzną postać sygnału cyfrowego, ciąg bitów (strumień bitów) z których każdy bit zajmuje czas T_b , scharakteryzujemy kilka wybranych rodzajów modulacji dla techniki cyfrowej. Podział wynika między innymi z tego jaki(e) parametr(y) sygnału nośnego jest(są) modulowany(e) ciągiem bitów.

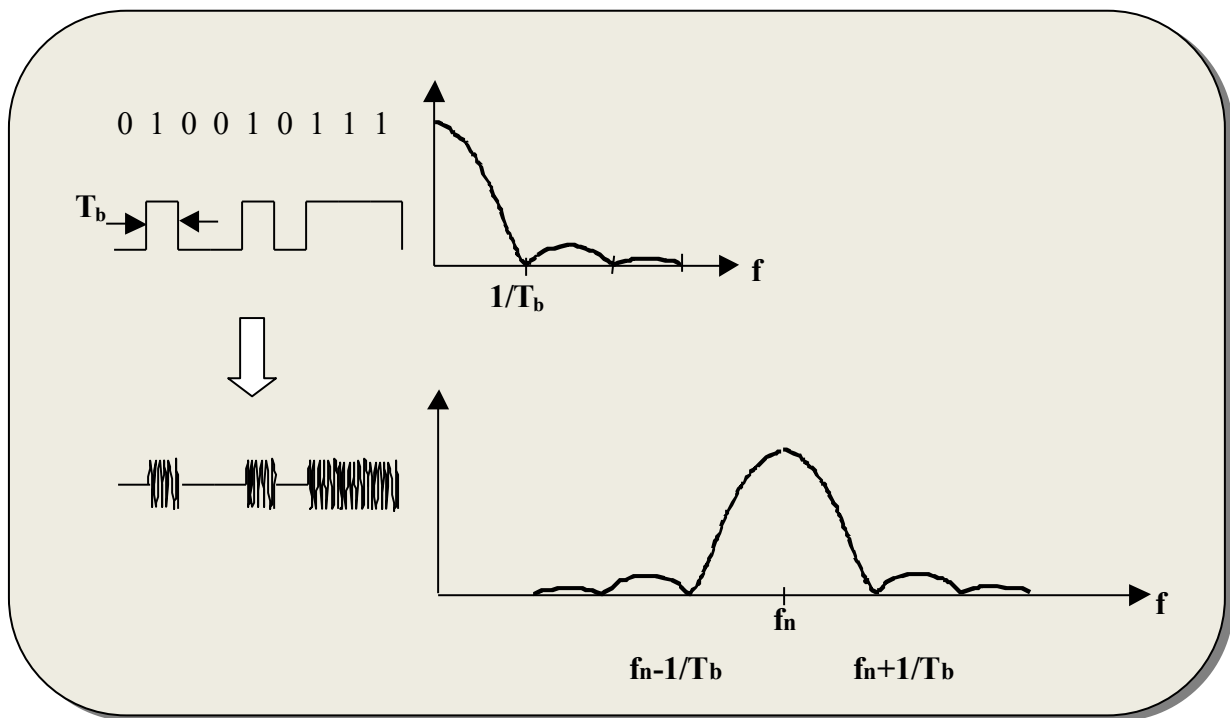
Do podstawowej grupy należą **modulacje binarne proste**:

- modulacja **ASK** z kluczowaniem amplitudy (Amplitude Shift Keying),
- modulacja **FSK** z kluczowaniem częstotliwości (Frequency Shift Keying),
- modulacja **PSK** z kluczowaniem fazy (Phase Shift Keying).

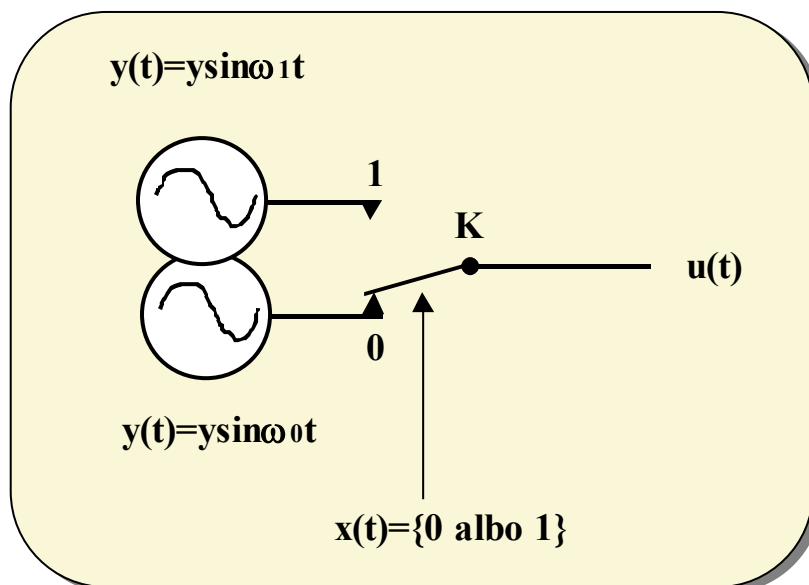
Istota modulacji ASK sprowadza się do tego, że sygnał nośny $y(t)=y\sin\omega_n t$ ma kluczowaną amplitudę, tzn. amplituda y jest mnożona przez wartość bitu z ciągu bitów (strumień binarny). Praktycznie oznacza to, że strumień bitów steruje pracą klucza K na wyjściu generatora sygnału nośnego $y(t)$.



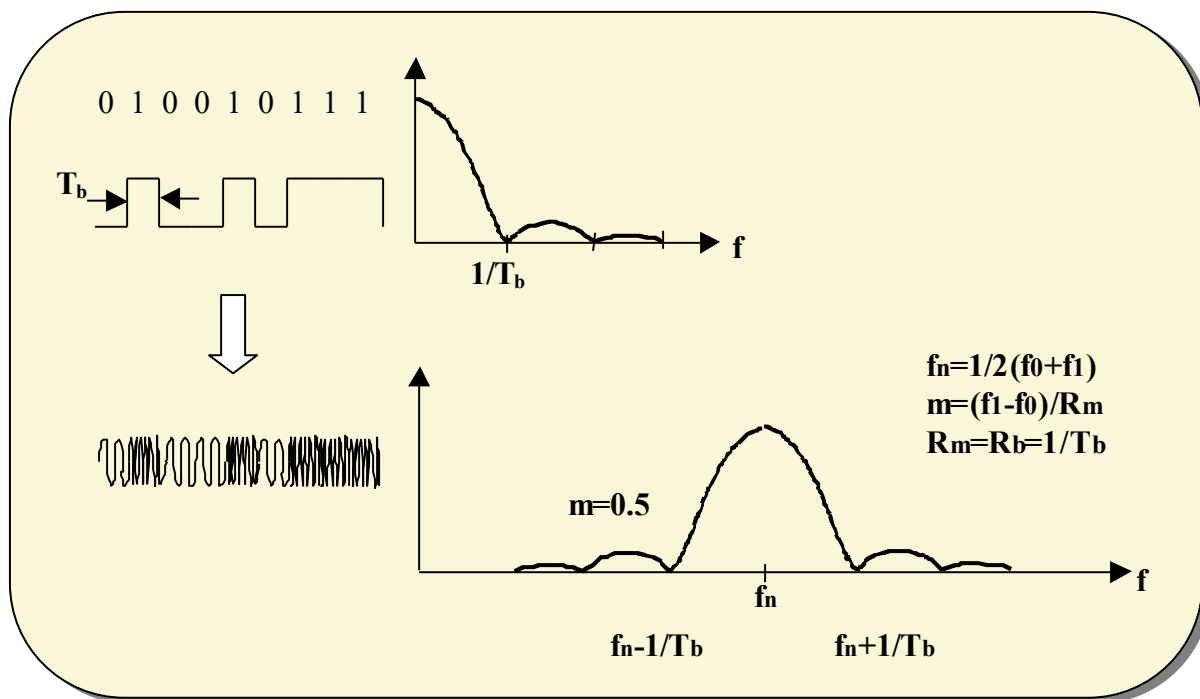
Dla $x(t)=0$ klucz jest otwarty a dla $x(t)=1$ klucz jest zamknięty ale może też być odwrotnie. Taka modulacja z uwagi na dwie wartości sygnału $x(t)$ nazywana jest też modulacją **BASK** od **Binary ASK**.



Przez analogię łatwo zauważyć, że **modulacja FSK kluczuje** częstotliwość sygnału nośnego. Praktyczna jej realizacja to dwa generatory o różnych częstotliwościach, np. f_0 i f_1 , które są dołączane do wyjścia kluczem sterowanym przez ciąg bitów (strumień binarny).

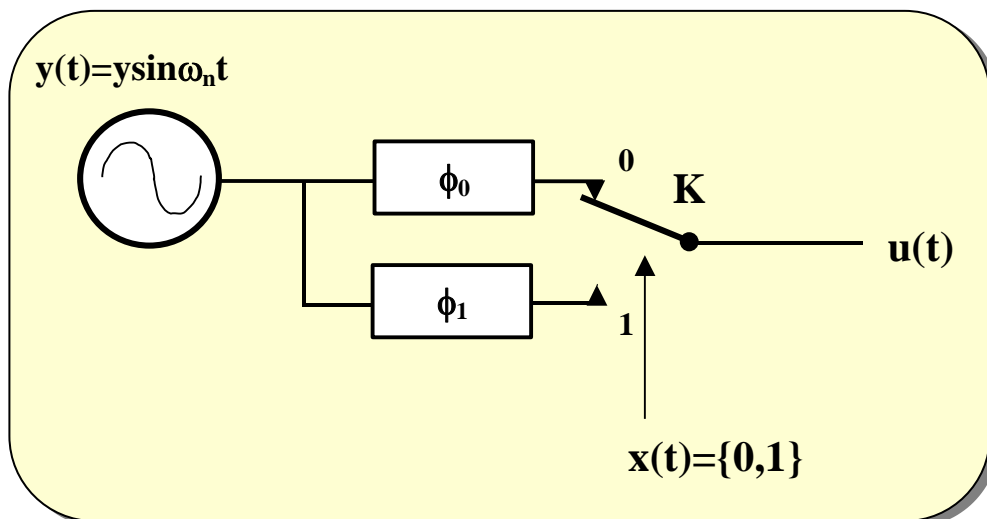


Dla $x(t)=0$ klucz jest w pozycji 0 a dla $x(t)=1$ klucz jest w pozycji 1. Taka modulacja z uwagi na dwie wartości sygnału $x(t)$ nazywana jest też modulacją **BFSK**. **Zaletą tej modulacji** jest jej **większa odporność** na zakłócenia impulsowe i zniekształcenia tłumieniowe i opóźnieniowe niż w przypadku modulacji BASK.

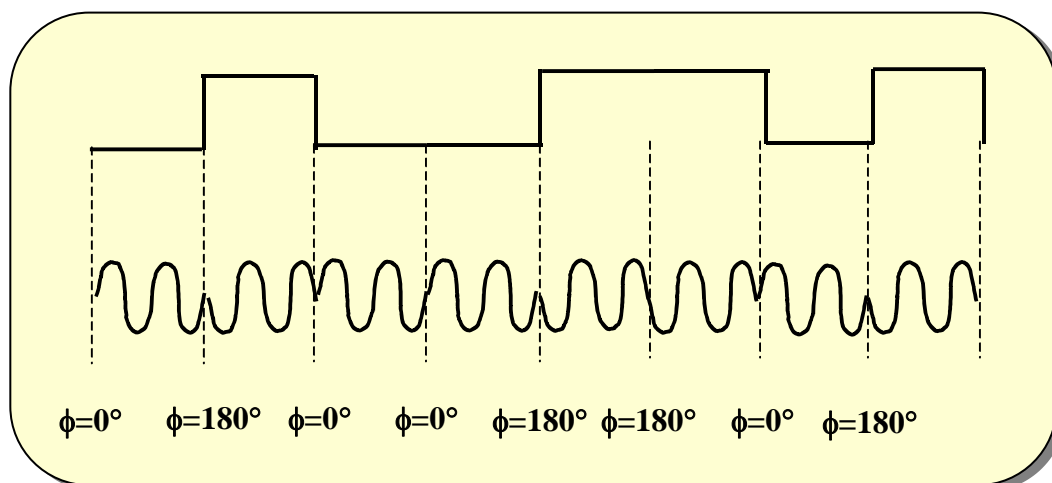


Kształt widma sygnału po modulacji zależy od wskaźnika modulacji m .

W **przypadku modulacji PSK** sygnał binarny zmienia w sposób skokowy fazę sygnału nośnego. Dla binarnej modulacji PSK elementom binarnym zero i jeden odpowiadają impulsy fali nośnej o częstotliwości f_n i fazach odpowiednio ϕ_0 i ϕ_1 .



Jeżeli **przykładowo fazy te wynoszą $\phi_0=0$ i $\phi_1=180^\circ$** to przebieg sygnału będzie taki jak to pokazano na kolejnym rysunku.



Do kolejnej grupy modulacji należą **modulacje wielowartościowe**. Otóż w dotychczas omówionej **modulacji binarnej prostej** parametr sygnału nośnego (amplituda albo częstotliwość albo faza) przyjmował jedną z dwu możliwych wartości a czas T trwania elementu sygnału zmodulowanego był równy czasowi T_b trwania elementu binarnego.

W przypadku modulacji wielowartościowych **na jeden element sygnału zmodulowanego przypada N bitów sygnału modulującego**, parametr modulowany przyjmuje jedną z $M=2^N$ możliwych wartości (**M nazywane jest wartościami modulacji**).

Takie podejście umożliwia **efektywniejsze wykorzystanie zasobów** - pasma, tzn. zwiększenie przepustowości (przepływności) ale jest to okupione pogorszeniem się odporności sygnału na szum i zakłócenia. **Proszę się zastanowić dlaczego?**

Szczególnie przydatne do modulacji wielowartościowych **są modulacje M-PSK**, w których dla N -tki bitów realizowane są skoki fazy wynoszące $360^\circ/M$. Z uwagi na pogorszenie się odporności na szum i zakłócenia w praktyce maksymalne $M=8$.

Dla wyższych wartości M wykorzystuje się **modulacje mieszane** w których najczęściej modulacji podlegają jednocześnie dwa parametry sygnału, np. faza i amplituda. Mówimy wówczas o modulacji PM-AM. Przykładem takiej modulacji jest **QAM (Quadrature Amplitude Modulation)**, np. 16-QAM w której jeden symbol przenosi cztery bity bo $M=2^4=16$.

Wymienione modulacje nie wyczerpują typów modulacji pasmowej. Dążenie do uzyskania jak największej przepustowości i dobrej odporności na szumy i zakłócenia spowodowało opracowanie dużej liczby różnorodnych modulacji dla techniki cyfrowej.

W związku z tym aby można było **porównywać modułacje** między sobą wprowadzono miary ich oceny.

Do **podstawowych miar** należą:

- **elementowa stopa błędów BER** (Bit Error Rate),
- **efektywność widmowa Γ** .

BER określa prawdopodobieństwo wystąpienia błędu (błędu elementu informacyjnego) dla danego stosunku mocy sygnału do mocy szumu (**SNR - Signal Noise Ratio**).

Γ określa ilość informacji w bit/s jaka może zostać przesłana w jednostce pasma w Hz.

Oblicza się ją ze wzoru:

$$\Gamma = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2 M}{BT} [\text{bit/s/Hz}],$$

gdzie R_b jest **szybkością transmisji** w bit/s (przepływnością strumienia bitów informacji), B to szerokość pasma w Hz zajmowanego przez sygnał zmodulowany, T to czas trwania elementu zmodulowanego, a M jest wartością modułacji.

Przykładowo parametr ten dla BPSK wynosi 1 a dla 8-PSK 3. Co równoważne jest stwierdzeniu, że dla uzyskania tej samej wartości przepływności R_b modulacja 8-PSK wymaga 3 razy mniejszego pasma niż modulacja BPSK.

Sygnał zmodulowany przez sygnał cyfrowy charakteryzuje się przez parametr nazywany **szybkością modulacji R_m** . Jego wartość liczbową informuje nas ile elementów zmodulowanych jest nadawanych w jednostce czasu. Obliczamy go z wzoru

$$R_m = \frac{1}{T} [\text{Bd}],$$

a jednostką jest bod [Bd]. Czasami mówi się o szybkości nadawania znaków lub symboli.

Dotychczas omówiony sposób kształtowania sygnału informacyjnego $x(t)$ dla dopasowania się do własności linii długiej (prowadnicy) należał do modulacji pasmowych, tzn. takich w których widmo sygnału $x(t)$ było przenieszone w inny zakres widma przy zastosowaniu modulacji.

Jeżeli jednak **linia** (prowadnica) ma być **wykorzystywana** w **dolnym paśmie przenoszenia sygnału** to wówczas wykorzystywane są inne techniki kształtowania sygnału informacyjnego. Sprowadzają się one do odpowiednio skonstruowanego kodowania cyfrowego sygnału informacyjnego $x(t)$. Kodowanie to nazywane jest **kodowaniem transmisyjnym** lub **kodowaniem liniowym**. Nazwa ta bezpośrednio oddaje sens i przeznaczenie stosowania tego typu kodowania.

Kodowanie to powinno **charakteryzować** się następującymi **cechami**:

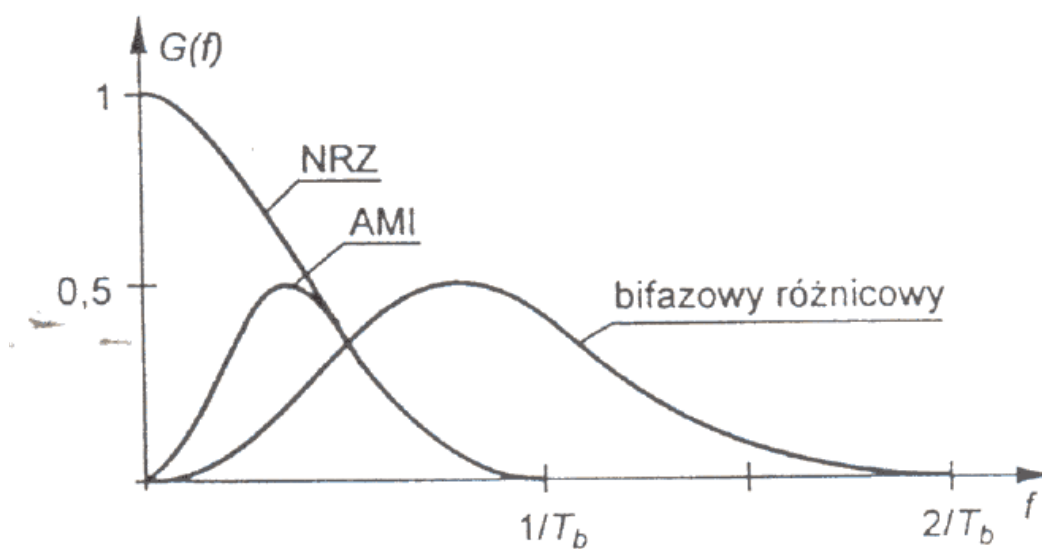
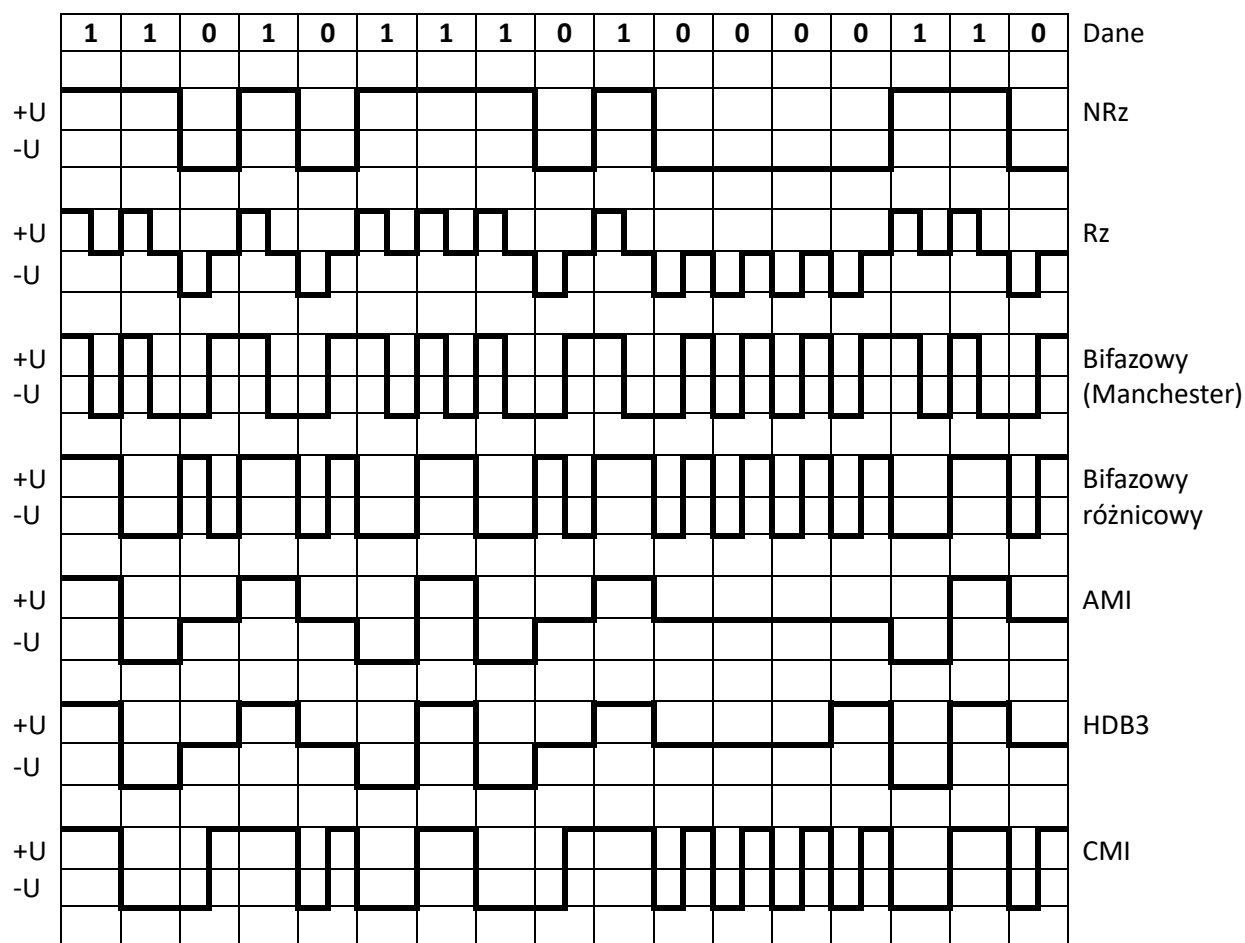
- w sygnale liniowym nie powinna występować **składowa stała**,
- widmo sygnału liniowego powinno mieć jak **najwęższe pasmo**,
- w odbiorniku musi istnieć możliwość łatwego **odtworzenia sygnału zębatkowego**,
- duża **odporność** na **zakłócenia**,
- powinna być możliwość **deteckcji błędów**.

Opracowano i stosuje się **wiele kodów liniowych**. Do najpopularniejszych należą:

- NRZ - Non-Return to Zero,
- RZ - Return to Zero,
- Bifazowy (Manchester),
- Bifazowy różnicowy,
- AMI - Alternate Mark Inversion,
- HDB3 - High Density Bipolar 3,
- CMI - Coded Mark Inversion,
- nBmL - przykładami są tu 4B3T oraz 2B1Q,
- nBmB – szczególny przypadek nBmL ($L=B$, Binary) stosowany w światłowodach, np. w Polsce $n=5$ a $m=6$. Proszę się zastanowić dlaczego $m>n$ i do czego można to wykorzystać.

Kodowanie nBmL należy rozumieć w następujący sposób: n bitów cyfrowego sygnału informacyjnego $x(t)$ jest kodowanych w m sygnałów liniowych w którym każdy z nich ma jeden z L poziomów. Na przykład 2B1Q mówi nam, że 2 bity binarnego sygnału $x(t)$ jest kodowane w jeden sygnał liniowy, który ma jeden z czterech poziomów (Quaternary).

Na kolejnych dwóch rysunkach przedstawiono przebiegi czasowe dla wybranych rodzajów kodów liniowych oraz ich widmową gęstość mocy $G(f)$.

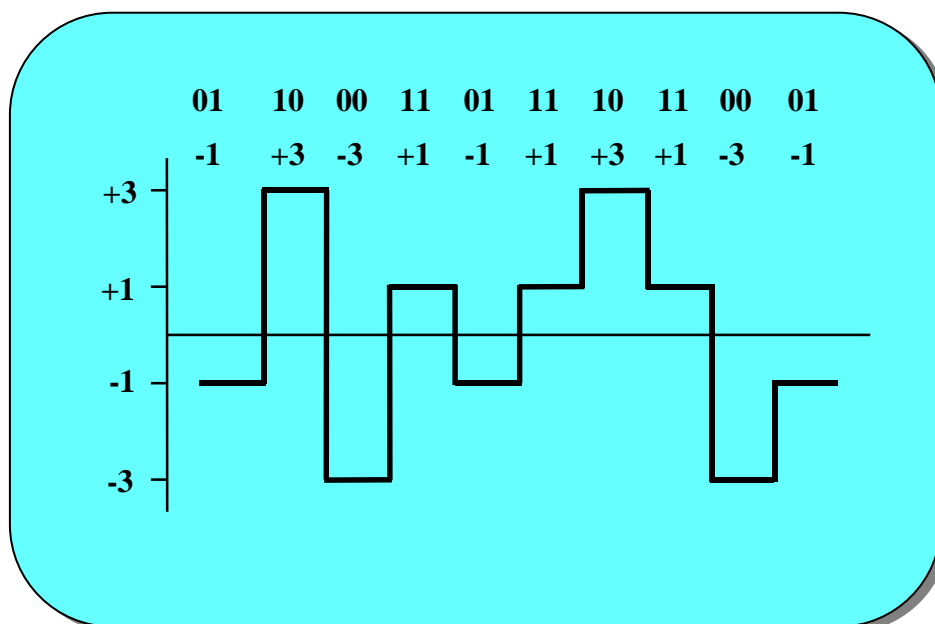


Kodowanie 2B1Q jest stosowane w Polsce (ale nie tylko) między innymi w abonenckich liniach obsługujących abonentów w ISDN. Zasady kodowania i wartości napięć sygnałów zostały przedstawione na kolejnym rysunku.

1szy bit (znak)	2gi bit (poziom)	wartość poziomu	wartość napięcia
1	0	+3	2.5
1	1	+1	0.833
0	1	-1	-0.833
0	0	-3	-2.5

Przykład ciągu bitów sygnału informacyjnego $x(t)$ i kształt sygnału po zastosowaniu kodowania 2B1Q przedstawiono na kolejnym rysunku. Zauważmy, że odbiornik musi rozróżnić między sobą cztery poziomy sygnały. Zatem dla kodowania 2B1Q ma on trzy progi decyzyjne.

Jako ćwiczenie proszę podać wartości tych progów oraz jaka jest dopuszczalna maksymalna amplituda zakłóceń i tym samym dopuszczalny stosunek sygnał do zakłóceń wyrażony w dB.

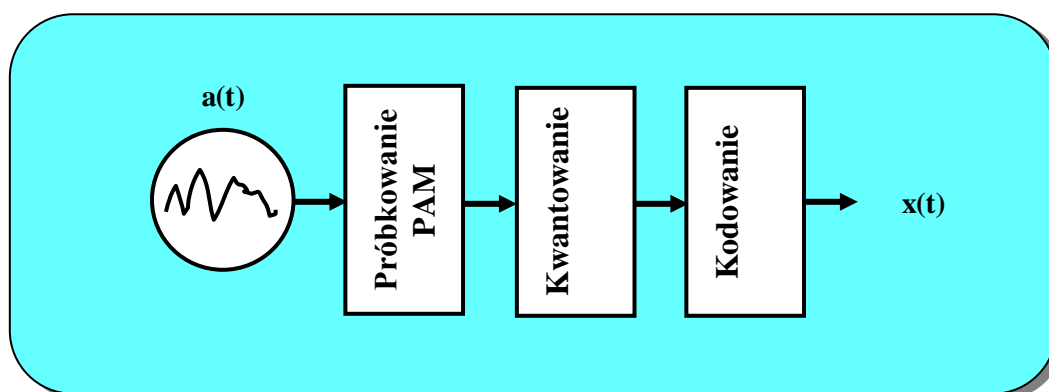


Dotychczas w naszych rozważaniach **zakładaliśmy**, że **mamy** do dyspozycji **cyfrowy sygnał** $x(t)$. Jednakże, często pierwotna postać sygnału nie jest cyfrowa a analogowa. Konieczne zatem jest **przetworzenie postaci analogowej na cyfrową**. Dla omówienia tego problemu jako przykładem posłużymy się najprostszą cyfryzacją analogowego sygnału mowy.

Analogowy sygnał mowy ma określone widmo, które ograniczone jest od dołu i od góry. Pasma tego sygnału z punktu widzenia realizacji usługi mowy jest zbyt duże i wymagałoby znacznych zasobów dla jego transmisji. Konieczne było zatem ograniczenie od góry tego pasma do wystarczającej wartości. Jako kryterium przyjęto punkt widzenia rozmówcy, który wymaga zrozumiałości i rozróżnialności swojego współrozmówcy. Otóż okazało się, że wystarczające jest pasmo do 3400Hz. Ze względów technicznych i historycznych od dołu sygnał mowy został ograniczony do 300Hz. Zatem **pasmo sygnału mowy** wynosi $3400-300=3100\text{Hz}$. Z uwagi na konieczność ograniczenia pasma i braku idealnych filtrów górna graniczna wartość częstotliwości tego pasma wynosi 4kHz.

Sygnał taki poddany jest trzem operacjom przy przetwarzaniu z postaci analogowej na cyfrową:

- **próbkowania**,
- **kwantyzacji**,
- **kodowania**.



Proces próbkowania powinien być bezstratny, tzn. z otrzymanych próbek musimy mieć możliwość dokładnego odtworzenia sygnału pierwotnego (próbkowanego). Nazywany jest on także impulsową modulacją amplitudy (PAM - Puls Amplitude Modulation). Z **twierdzenia Nyquista** wiadomo, że częstość próbkowania powinna być równa **co najmniej podwojonej wartości** górnej częstotliwości pasma sygnału.

Zatem w naszym przypadku **częstość próbkowania** wynosi **8000** próbek na sekundę bo górna graniczna częstotliwość sygnału analogowego po odfiltrowaniu wynosi 4kHz.

Następnym procesem jest **kwantyzacja amplitudy** każdej próbki czyli określenie przedziału (poziomu kwantyzacji) do którego amplituda tej próbki należy. Operacja ta wynika z faktu, że amplituda sygnału analogowego ma nieskończenie dużo wartości a my chcemy przedstawić tę amplitudę w postaci liczby ze skończonego zbioru liczb całkowitych. Zatem nieunikniona jest tu **strata informacji** o amplitudzie. Praktycznie oznacza to, że po tym procesie strona odbiorcza nie będzie w stanie dokładnie odtworzyć sygnał pierwotny. Ponieważ **niedokładność odtworzenia zmienia się od próbki do próbki** to przyjęło się mówić o **szumie kwantyzacji** (niedokładność jest deterministyczna). Zbiór liczb którym dysponujemy składa się z 256 liczb i do zapisu każdej z nich wystarcza 8 bitów.

Ostatnią czynnością jest **przyporządkowanie** przedziałom kwantyzacji jednej liczby ze zbioru 256 liczb. Proces ten **nazywany jest kodowaniem**. Najprostszym sposobem kodowania jest kodowanie liniowe. Jednakże ma ono tę cechę, że stosunek błędu (niedokładności) do sygnału pierwotnego jest duży dla małych amplitud a mały dla dużych amplitud. Ze względu na zrozumiałość chcielibyśmy aby ten stosunek był stały niezależnie od amplitudy sygnału pierwotnego. Spełnienie tego warunku gwarantuje kodowanie nieliniowe. Mówimy wówczas o kompresji sygnału.

Stosowane są **dwie krzywe kompresji**: według **prawa μ** (Stany Zjednoczone Ameryki Północnej) oraz według **prawa A** (Europa).

W przypadku krzywej kompresji **według prawa A przyjęto następującą zasadę**:

- sygnał może mieć **wartość dodatnią albo ujemną** (na zakodowanie przeznaczono 1 bit),
- maksymalna amplituda jest podzielona na **siedem segmentów**, ponumerowanych od 7 do 1 począwszy od większych do mniejszych amplitud (na zakodowanie przeznaczono 3 bity), n-ty segment, poza segmentem 1, ma długość $1/2^{8-n}$, segment 1 ma taką samą długość jak segment 2,
- w ramach segmentu **proces kwantyzacji i kodowania jest liniowy**,
- **liczba poziomów** (przedziałów) kwantyzacji **w ramach segmentu wynosi 16** poza segmentem o numerze 1 w którym wynosi ona 32 (praktycznie oznacza to, że segment 1 składa się z dwóch identycznych segmentów, którym można przyporządkować numer 1 i 0, a każdemu z nich przyporządkować po 16 poziomów) (na zakodowanie tych 16 poziomów kwantyzacji przeznaczono 4 bity).

Technologia jej realizacji przebiega w ten sposób, że poziomów kwantowania jest 4096 (2^{12}) i te poziomy są kodowane przy użyciu 256 liczb zgodnie z przytoczoną zasadą. To kodowanie jest wykonane na rejestrze przesuwным lub tablicy kodującej. **Proszę się zastanowić i zaproponować rozwiązanie realizacji tego kodowania.**

W tabeli podano przyporządkowanie bitów w oktecie.

znak	segment			poziom w segmencie			
b1	b2	b3	b4	b5	b6	b7	b8
1	1	1	1	1	1	1	1
						
				0	0	0	0
						
	0	0	0	1	1	1	1
						
				0	0	0	0
0	1	1	1	1	1	1	1
						
				0	0	0	0
						
	0	0	0	1	1	1	1
						
				0	0	0	0

Możemy obliczyć jaka jest **przepływność strumienia bitów sygnału**, który poddany został cyfryzacji. Otóż mamy 8000 próbek na sekundę i każda próbka zapisana jest na ośmiu bitach (oktecie) co daje

$$8000 \text{ próbek/sek} \cdot 8 \text{ bitów} = 64\,000 \text{ bitów/sek} = 64 \text{ kbity/sek} = 64 \text{ kb/s.}$$

Na kolejnym rysunku pokazano proces kwantyzacji i kodowania próbek oraz proces odwrotny.

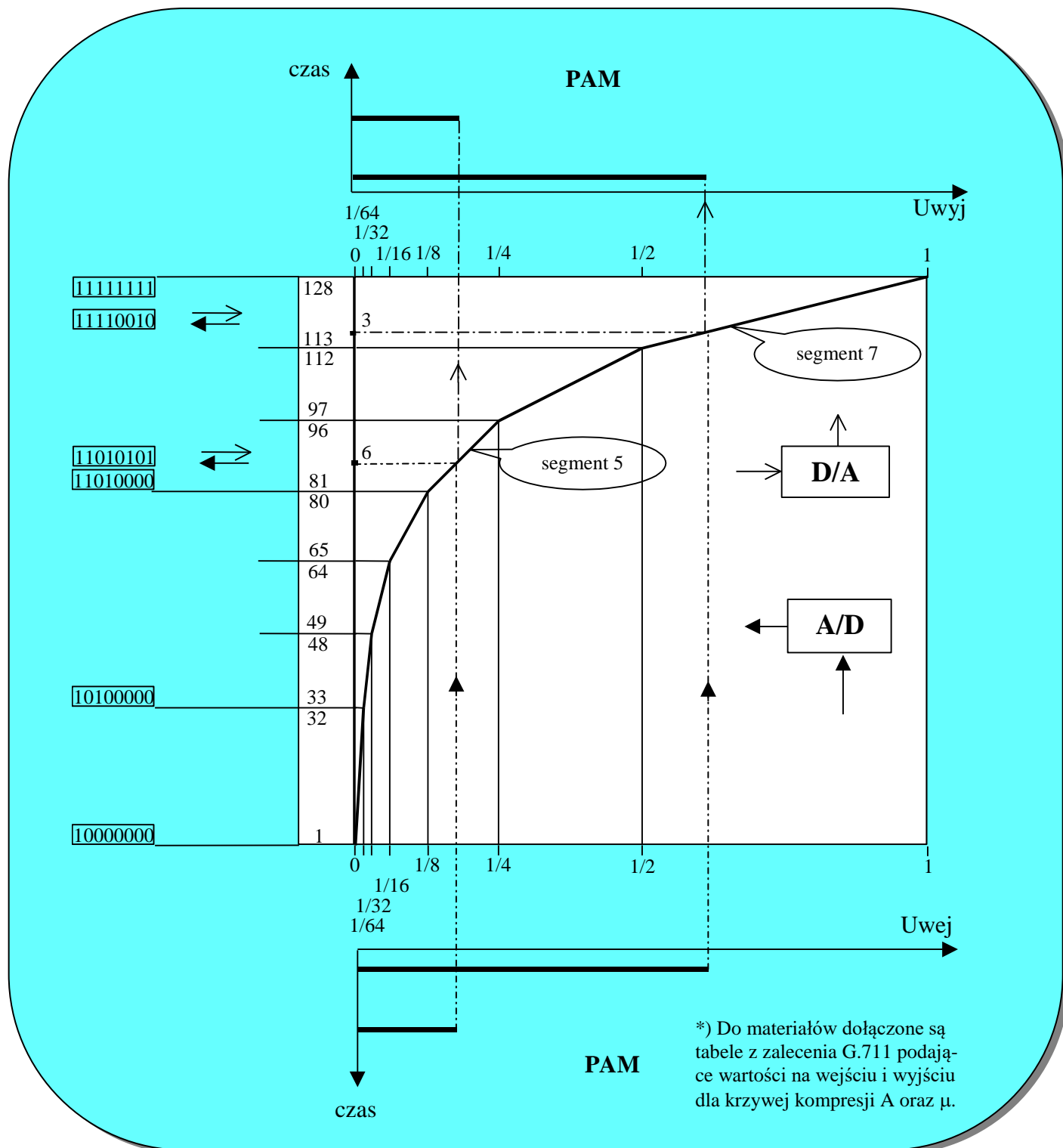
Przedstawiona metoda przetwarzania analogowego sygnału mowy na sygnał cyfrowy jest opisana w **zaleceniu G.711** i jest nazywana PCM (Puls Code Modulation). Oprócz tej metody przetwarzania stosowane są **inne metody ujęte w odpowiednich zaleceniach** i charakteryzujące się różnymi przepływnościami strumienia bitów:

- G.726, ADPCM (Adaptive Differential PCM) - 40, 32, 24 i 16 kb/s,

- **G.728, LD-CELP (Low-Delay Code Excited Linear Prediction) - 16 kb/s,**
- **G.729, CS-ACELP (Conjugate-Structure Algebraic-Code-Excited Linear Prediction) - 8 kb/s,**
- **G.723.1 - 5.3 i 6.3 kb/s,**
- **pełnokanałowy GSM - 13 kb/s,**
- **półkanałowy GSM - 6.5 kb/s.**

Podobnie jak dla mowy tak i też **dla obrazów ruchomych mamy** określone standardy przetwarzania. Przykładowo są to:

- **H.261, usługi audiowizualne - n·64 kb/s,**
- **H.263, kodowanie obrazów - zmienny strumień bitów.**

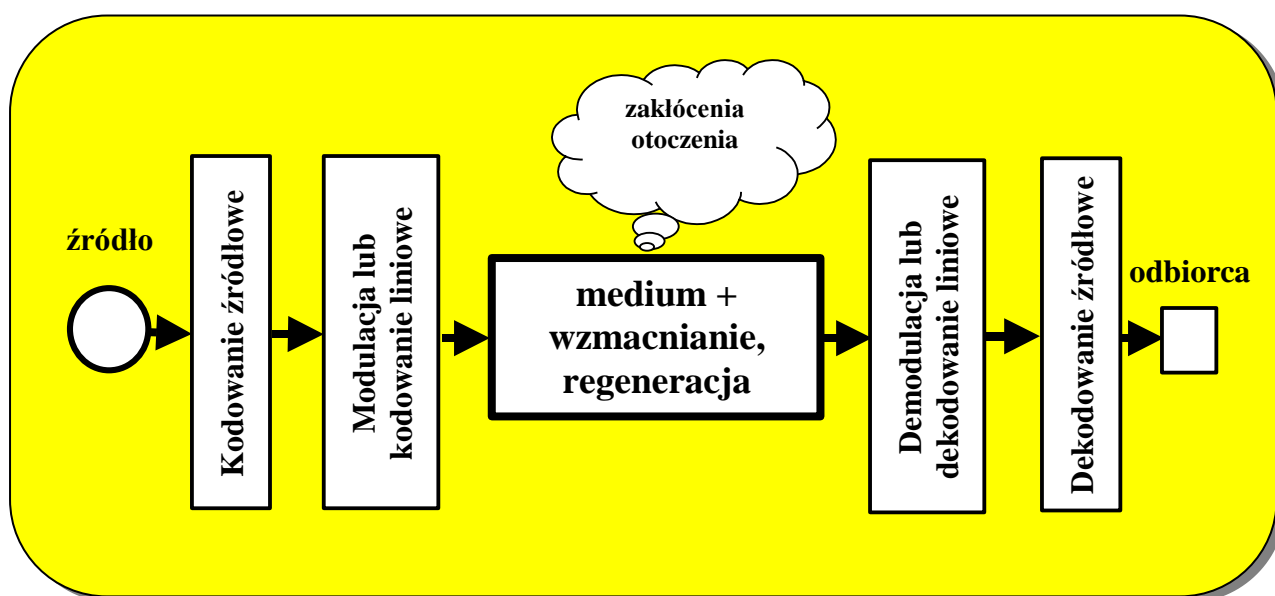


Zauważmy, że na poziomie sygnałów w procesie prowadzącym do przesłania informacji poprzez medium ze źródła do odbiorcy realizowanych jest szereg funkcji. Wymieniając je w kolejności od źródła do odbiorcy są to:

- przetwarzanie sygnału źródła na postać cyfrową; funkcja ta nazywana jest **kodowaniem źródłowym**,
- przed wysłaniem w medium stosuje się **modulację** albo **kodowanie liniowe**,

- transmisja sygnału w medium (z ewentualnym **wzmacnianiem** lub **regeneracją**),
- po odebraniu z medium **demodulacja** lub **dekodowanie liniowe**,
- a następnie **dekodowanie źródłowe**.

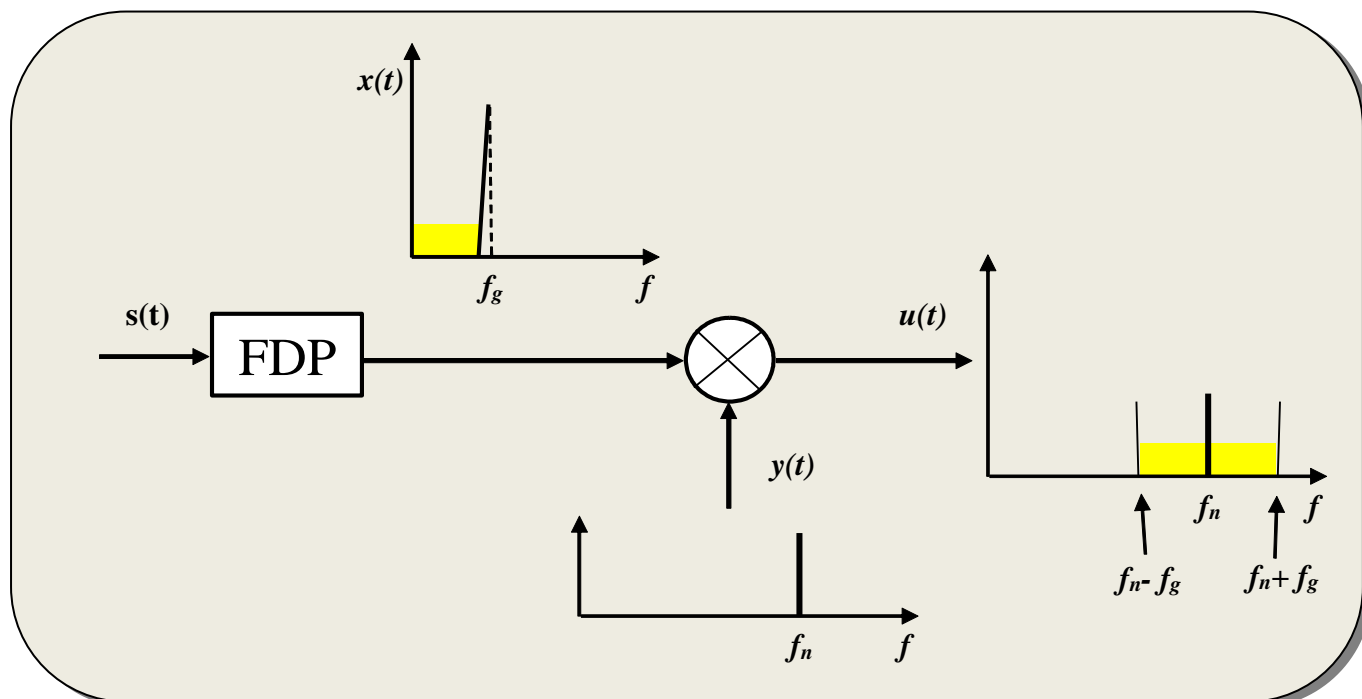
Funkcje te przedstawiono na kolejnym rysunku. Proszę zauważyć następujący fakt. Przy omawianiu zagadnień transmisji sygnałów przenoszących informację od źródła do odbiorcy **pominięto** całkowicie **funkcję komutacji** (łączenia) w węzłach komutacyjnych. W rozważaniach tych dla ich uproszczenia założono, że strona nadająca i odbierająca są połączone medium w którym mogą znajdować się co najwyżej elementy wzmacniające lub regenerujące sygnał. Takie podejście **jest uzasadnione jeżeli funkcja komutacji nie wpływa** w istotny sposób na transmisję sygnału przenoszącego informację. Założenie to nie musi być spełnione i zależne jest od stosowanej techniki i technologii realizacji funkcji komutacji, np. to założenie nie jest spełnione dla technologii optycznej.



Dodatek A

Modulacja pasmowa

Schemat



FDP – Filtr DolnoPrzepustowy ograniczający widmo sygnału $s(t)$ do częstotliwości górnej f_g

Zależności

$$u(t) = x(t) \cdot y(t)$$

Weźmy z widma sygnału $x(t)$ jeden prążek z częstotliwością f_g (górna częstotliwość pasma)

$$x(t) = A_x \cos(\omega_g t); \quad \omega_g = 2\pi f_g$$

i sygnał o częstotliwości nośnej

$$y(t) = A_y \cos(\omega_n t); \quad \omega_n = 2\pi f_n$$

Wówczas

$$\begin{aligned} u(t) &= A_x \cos(\omega_g t) \cdot A_y \cos(\omega_n t) = \\ &= \frac{1}{2} A_x A_y \cos(\omega_g t + \omega_n t) + \frac{1}{2} A_x A_y \cos(\omega_g t - \omega_n t) = \\ &= \frac{1}{2} A_x A_y \cos 2\pi(f_n + f_g)t + \frac{1}{2} A_x A_y \cos 2\pi(f_n - f_g)t \end{aligned}$$

Jeżeli na wyjściu modulatora damy filtr pasmowy, który odfiltruje tylko dolne pasmo, tzn. od $f_n - f_g$ do f_n to wówczas na jego wyjściu otrzymamy

$$u(t) = \frac{1}{2} A_x A_y \cos 2\pi (f_n - f_g) t$$

Podczas modulacji pasmowej przedstawiona operacja jest wykonana na każdym prążku widma sygnału $x(t)$, tzn. na

$$x(t) = \sum_i A_x^i \cos(\omega_i t); \quad \omega_i = 2\pi f_i$$

Wówczas otrzymamy

$$\begin{aligned} u(t) &= \left[\sum_i A_x^i \cos(\omega_i t) \right] \cdot A_y \cos(\omega_n t) = \\ &= \frac{1}{2} \sum_i A_x^i A_y \cos(\omega_i t + \omega_n t) + \frac{1}{2} \sum_i A_x^i A_y \cos(\omega_i t - \omega_n t) = \\ &= \frac{1}{2} \sum_i A_x^i A_y \cos 2\pi (f_n + f_i) t + \frac{1}{2} \sum_i A_x^i A_y \cos 2\pi (f_n - f_i) t \end{aligned}$$

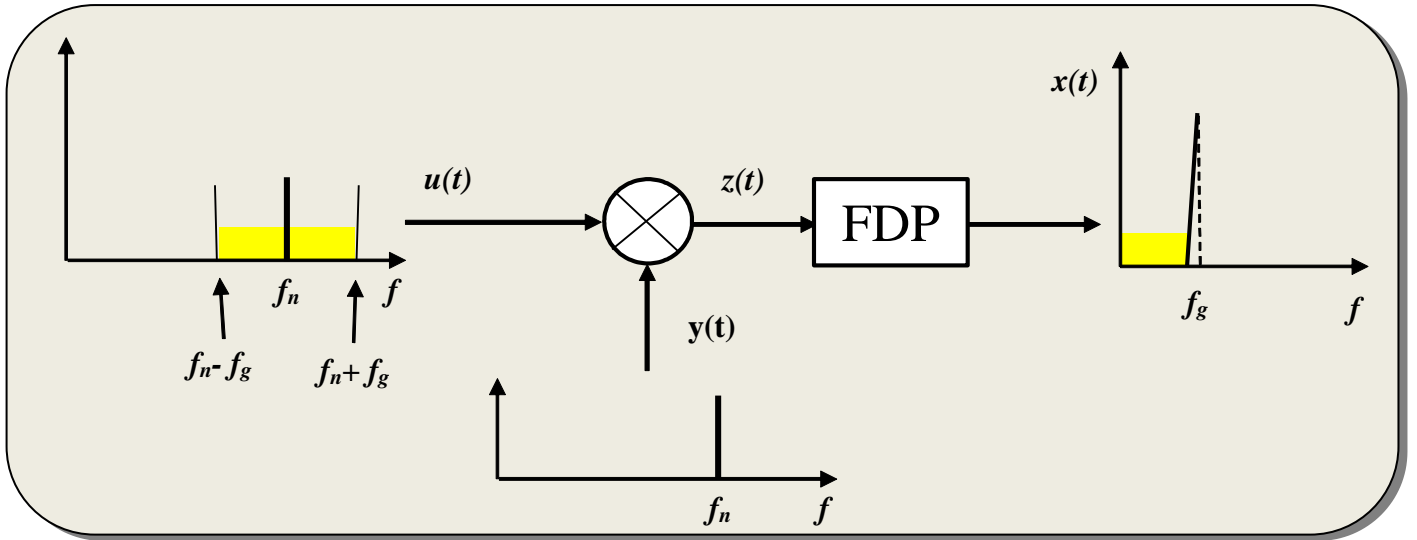
Podobnie jeżeli na wyjściu modulatora damy filtr pasmowy, który odfiltruje tylko dolne pasmo, tzn. od $f_n - f_g$ do f_n to wówczas na jego wyjściu otrzymamy

$$u(t) = \frac{1}{2} \sum_i A_x^i A_y \cos 2\pi (f_n - f_i) t$$

Zatem sygnał $x(t)$ został przeniesiony w pasmo od $f_n - f_g$ do f_n oraz od f_n do $f_n + f_g$ co zostało pokazane na schemacie, natomiast w przypadku odfiltrowania dolnego pasma w pasmo od $f_n - f_g$ do f_n .

Demodulacja pasmowa

Schemat



Zależności

$$z(t) = u(t) \cdot y(t)$$

$$\begin{aligned} z(t) &= \left(\frac{1}{2} A_x A_y \cos 2\pi(f_n + f_g)t + \frac{1}{2} A_x A_y \cos 2\pi(f_n - f_g)t \right) \cdot A_y \cos(2\pi f_n t) \\ &= \frac{1}{2} A_x A_y A_y \cos(2\pi(f_n + f_g)t) \cos(2\pi f_n t) \\ &\quad + \frac{1}{2} A_x A_y A_y \cos(2\pi(f_n - f_g)t) \cos(2\pi f_n t) \\ &= \frac{1}{2} A_x A_y A_y \frac{1}{2} [\cos(2\pi(f_n + f_g)t + 2\pi f_n t) + \cos(2\pi(f_n + f_g)t - 2\pi f_n t)] \\ &\quad + \frac{1}{2} A_x A_y A_y \frac{1}{2} [\cos(2\pi(f_n - f_g)t + 2\pi f_n t) + \cos(2\pi(f_n - f_g)t - 2\pi f_n t)] \\ &= \frac{1}{4} A_x A_y A_y [\cos(2\pi(2f_n + f_g)t) + \cos(2\pi f_g t)] \\ &\quad + \frac{1}{4} A_x A_y A_y [\cos(2\pi(2f_n - f_g)t) + \cos(2\pi f_g t)] \end{aligned}$$

Po odfiltrowaniu filtrem FDP otrzymujemy

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{4} A_x A_y A_y [\cos(2\pi f_g t)] + \frac{1}{4} A_x A_y A_y [\cos(2\pi f_g t)] \\ &= \frac{1}{2} A_x A_y A_y [\cos(2\pi f_g t)] \end{aligned}$$

W przypadku gdy w modulatorze z sygnału $u(t)$ odfiltrowaliśmy dolne pasmo, tzn. od $f_n - f_g$ do f_n to wówczas na wyjściu demodulatora otrzymamy

$$\begin{aligned} z(t) &= \frac{1}{2}A_x A_y \cos(2\pi(f_n - f_g)t) \cdot A_y \cos(2\pi f_n t) \\ &= \frac{1}{2}A_x A_y A_y \frac{1}{2} [\cos(2\pi(f_n - f_g)t + 2\pi f_n t) + \cos(2\pi(f_n - f_g)t - 2\pi f_n t)] \\ &= \frac{1}{4}A_x A_y A_y [\cos(2\pi(2f_n - f_g)t) + \cos(2\pi f_g t)] \end{aligned}$$

Po odfiltrowaniu filtrem FDP otrzymujemy

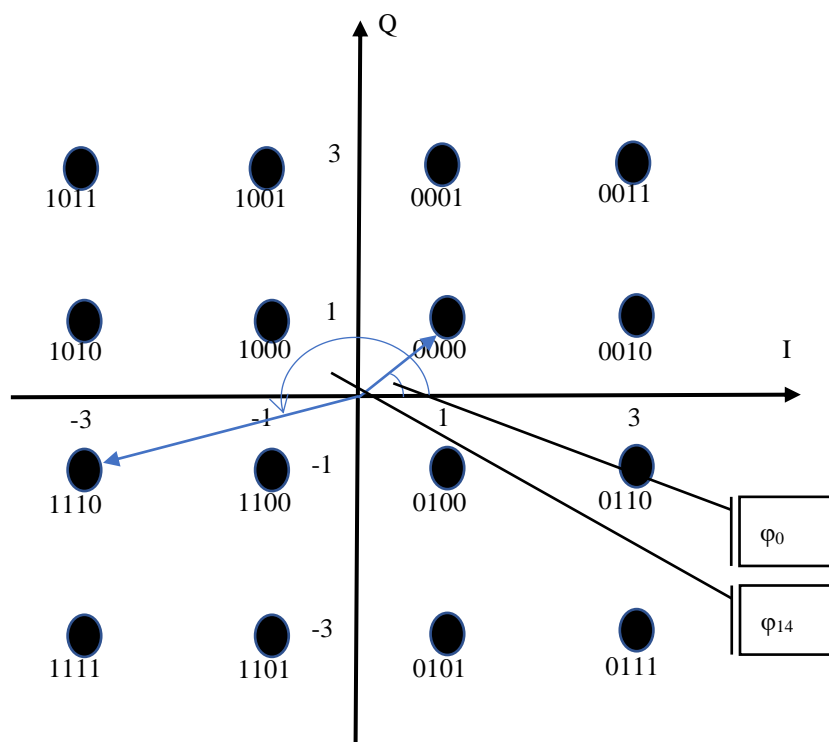
$$x(t) = \frac{1}{4}A_x A_y A_y [\cos(2\pi f_g t)]$$

Dodatek B

Modulacja QAM Quadrature Amplitude Modulation

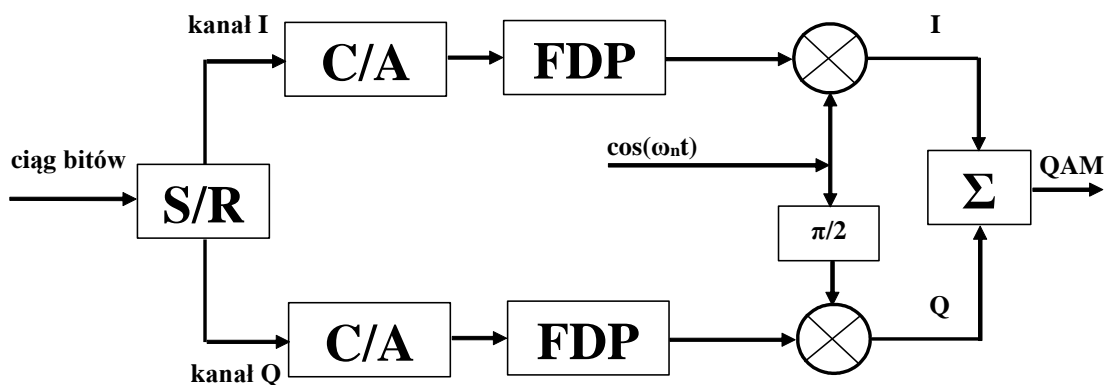
Zasada

Modulator jest tak skonstruowany, że w wyniku jego działania otrzymujemy sygnał zmodulowany w amplitudzie i fazie. Rozważmy konstelację dla **16-QAM**. Cztery bity tworzą symbol, który jest zakodowany w amplitudzie i fazie sygnału nośnego. $M=16=2^4$, $N=4$. Rozmieszczenie punktów zostało przedstawione na rysunku, przy czym zastosowano tu kodowanie punktów tak aby sąsiednie różniły się tylko na jednej pozycji. Efektom tego jest większa odporność na zakłócenia poprzez możliwość korekcji błędu jednego bitu. Punkt obrazuje amplitudę i fazę początkową sygnału. Wskaz sygnału (na rysunku zaznaczany strzałką) obraca się z prędkością kątową ω_n w kierunku przeciwnym do wskazówek zegara, a liczba pełnych obrotów w jednej sekundzie równa jest częstotliwości f_n .



Jak uzyskać taką konstelację sygnału po modulacji?

Schemat



S/R – rejestr szeregowo - równoległy, **C/A** – przetwornik cyfrowo - analogowy, **FDP** – filtr dolno-przepustowy

Zauważmy że mamy tu dwa modulatory pasmowe mające tę sam sygnał nośny **cos(ω_nt)** przesunięty względem siebie o $\pi/2$ czyli o 90°. Ciąg bitów dzielony jest na dwa podciągi i po zamianie z cyfrowego na analogowy moduluje sygnał nośny o częstotliwości f_n . Oba te sygnały są następnie sumowane, którego wynik daje sygnał QAM z jednoczesną modulacją amplitudy i fazy.

Zależności

Sygnał po zmodulowaniu w amplitudzie i fazie dla konstelacji i ma postać

$$s_i(t) = A_i \cos(\omega_n t + \varphi_i); \quad \omega_n = 2\pi f_n$$

Funkcję cos możemy zapisać w postaci

$$\cos(\omega_n t + \varphi_i) = \cos(\omega_n t) \cos \varphi_i - \sin(\omega_n t) \sin \varphi_i$$

zatem

$$s_i(t) = A_i \cos(\omega_n t) \cos \varphi_i - A_i \sin(\omega_n t) \sin \varphi_i$$

Co można zapisać w postaci

$$\begin{aligned} s_i(t) &= A_i \cos \varphi_i \cos(\omega_n t) - A_i \sin \varphi_i \sin(\omega_n t) = a_i \cos(\omega_n t) - b_i \sin(\omega_n t) = \\ &= a_i \cos(\omega_n t) + b_i \cos(\omega_n t + \pi/2) \end{aligned}$$

gdzie

$a_i = A_i \cos \varphi_i$ amplituda w kanale I , $b_i = A_i \sin \varphi_i$ amplituda w kanale Q .

Dla dwóch punktów zaznaczonych na rysunku: **0000** oraz **1110** możemy przeprowadzić obliczenia amplitudy i fazy początkowej. Przyjęto następujący podział strumienia bitów na podciągi.

$$i_1 q_1 i_2 q_2 \rightarrow \begin{cases} i_1 i_2 \in I \\ q_1 q_2 \in Q \end{cases}$$

Pierwszy bit podciągu określa znak amplitudy (0 to +, 1 to -) a drugi jej wartość (0=1, 1=3). Wartości 1 i 3 przyjęto dla utrzymania tej samej odległości między punktami konstelacji. W ogólności mogą to być inne wartości, ważne aby zachować ten warunek. Dlaczego to jest tak ważne?

Dla punktu **0000** mamy $a_{0000=0}=1$, $b_{0000=0}=1$. Możemy zatem obliczyć amplitudę i fazę początkową tego punktu.

$$a_0 = A_0 \cos \varphi_0 = 1 ; b_0 = A_0 \sin \varphi_0 = 1 ; \cos \varphi_0 = 1/\sqrt{2} ; \sin \varphi_0 = 1/\sqrt{2}$$

$$\text{Czyli } A_0 = \sqrt{2} ; \varphi_0 = 45^\circ.$$

Natomiast dla punktu **1110** mamy $a_{1110=14}=-3$, $b_{1110=14}=-1$. Możemy zatem obliczyć amplitudę i fazę początkową tego punktu.

$$a_{14} = A_{14} \cos \varphi_{14} = -3 ; b_{14} = A_{14} \sin \varphi_{14} = -1 ; \cos \varphi_{14} = -3/\sqrt{10} ; \sin \varphi_{14} = -1/\sqrt{10}$$

$$\text{Czyli } A_{14} = \sqrt{10} ; \varphi_{14} = 180^\circ + 18,434^\circ.$$

Uwaga:

Opis tych zależności i obliczeń można też przeprowadzić w dziedzinie (prze-strzeni) liczb zespolonych!

Przykład

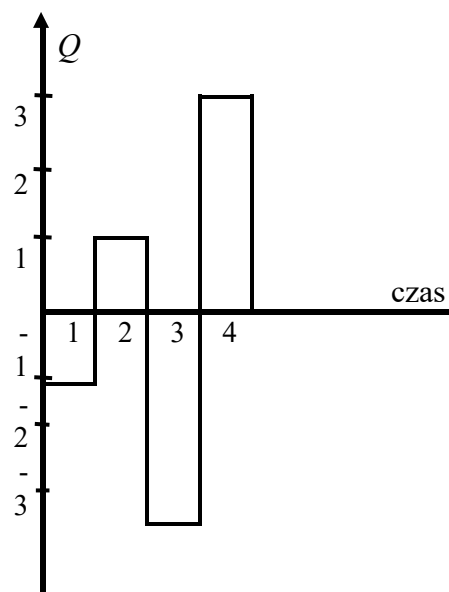
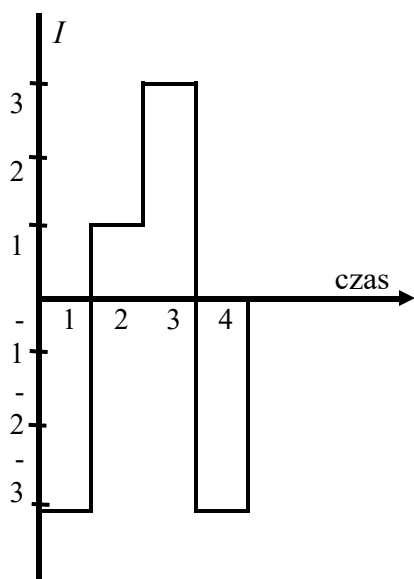
Na przykładowym ciągu bitów zilustrujemy sposób tworzenia podciągów dla kanału I i Q oraz wartości amplitud sygnałów modulujących w tych kanałach.

Niech dany jest ciąg bitów 1110 0000 0110 1011 to przyporządkowanie bitów z poszczególnych czwórek jest następujące:

- kanał I : 11 00 01 11,

- kanał Q : 10 00 10 01.

Odpowiada to następującemu przebiegowi sygnału po przejściu przez przetwornik C/A. Na rysunku czas trwania symbolu przyjęto jako $T=1\mu\text{sek}$. Proszę się zastanowić jak wygląda widmo każdego z tych sygnałów. Jaka jest przepływność strumienia bitów w sygnale zmodulowanym (szybkość transmisji w bit/sek) a jaka jest szybkość modulacji (liczba elementów (symboli) nadawanych w jednej sekundzie wyrażana w Bodach - Bd)?



Demodulacja QAM

Demodulacja może być przeprowadzona według różnych schematów i jest dość złożona od strony formalnego opisu. Najogólniej można ją podzielić na synchroniczną i asynchroniczną. Ogólny schemat odbioru sygnału QAM zostanie przedstawiony dla odbioru synchronicznego. Ten przypadek wymaga znajomości sygnałów elementarnych, momentów ich początku i końca oraz fazy sygnału nośnego. Zwiększa to koszty takiego odbiornika. Wymaga on dla każdego z M elementów osobnego korelatora (oblicza funkcje korelacji) oraz układu wyznaczającego maksymalną wartość z wyjść M korelatorów. Przedstawiony schemat jest dla przypadku kanału z szumem białym addytywnym o gęstości widmowej $N_0/2$ i założeniu, że wszystkie częstotliwości w kanale są jednakowo tłumione. Energia sygnału elementarnego wynosi E_i . Ogólny schemat dla 16-QAM przedstawiono na rysunku.

